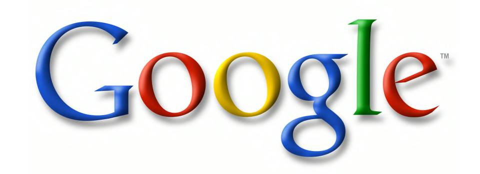












Die

Wechselstromtechnik.

Herausgegeben

von

E. Arnold,

Professor und Direktor des Elektrotechnischen Instituts
der Großherzoglichen Technischen Hochschule Fridericiana zu Karlsruhe.

Dritter Band.

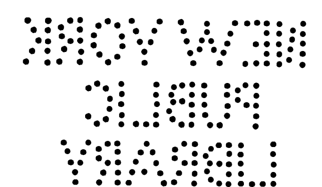
Die Wicklungen der Wechselstrommaschinen

von

E. Arnold.

Mit 426 in den Text gedruckten Figuren.





Berlin.
Verlag von Julius Springer.
1904.

Die Wicklungen

der

Wechselstrommaschinen.

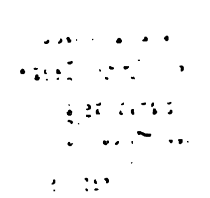
Von

E. Arnold,

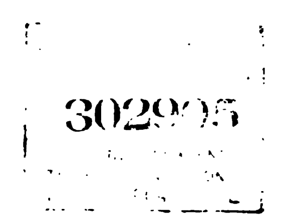
Professor und Direktor des Elektrotechnischen Instituts
der Großherzoglichen Technischen Hochschule Fridericiana zu Karlsruhe.

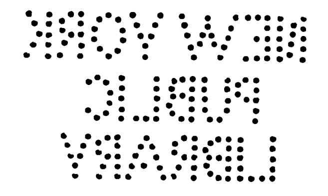
Mit 426 in den Text gedruckten Figuren.





Berlin.
Verlag von Julius Springer.
1904.





Vorwort.

In der elektrotechnischen Literatur fehlte bisher eine systematische Darstellung der Theorie und der Konstruktion der Wechselstromwicklungen, obwohl diese Wicklungen mannigfaltiger sind als die Gleichstromwicklungen, denn sie enthalten die letzteren in sich.

Bei der Behandlung des Stoffes wurde ich durch den Umfang, den er annahm, überrascht und kam infolgedessen zu dem Entschlusse, für die Wechselstromwicklungen einen besonderen Band der Wechselstromtechnik vorzusehen. Es ist dadurch nicht nur eine einheitliche, sondern auch eine bessere und ausführlichere Darstellung erreicht worden, als es bei Verteilung des Stoffes auf andere Bände möglich gewesen wäre.

Insbesondere möchte ich auf die Anwendung der Reihenparallelschaltung mit Äquipotentialverbindungen bei Umformern, auf die ausführliche Behandlung der aufgeschnittenen Gleichstromwicklungen, auf die bisher nicht bekannten abgeänderten Gleichstromwicklungen, ferner auf die Wicklungen für große Stromstärken und die Wicklungen für asynchrone Motoren mit Polumschaltung, die ebenfalls zum Teil neu sind, hinweisen.

Im Anschluß an die in den ersten Kapiteln gegebene schematische Darstellung wird die Konstruktion der verschiedenartigen Wicklungen durch Beispiele erläutert. Den hierbei genannten Firmen, die mir in liebenswürdigster Weise wertvolles Material zur Verfügung stellten, danke ich auch an dieser Stelle bestens.

Die Berechnung der Feldkurve und der in einer Wicklung induzierten EMK, sowie der Einfluß der Polschuhform und der Wicklung auf die Kurvenform der EMK werden in den letzten Kapiteln behandelt. Die gegebenen Tabellen haben den Zweck,







Zwölftes Kapitel.

Seite

Die in der Wicklung einer Synchronmaschine induzierte EMK.

Dreizehntes Kapitel.

Die Feldkurve einer asynchronen Maschine.

Vierzehntes Kapitel.

Die in der Statorwicklung einer Asynchronmaschine induzierten EMKe.

Anhang.

Die

Wechselstromtechni

Herausgegeben

von

E. Arnold,

Professor und Direktor des Elektrotechnischen Instituts
der Großherzoglichen Technischen Hochschule Fridericiana zu Karlsruhe.

Dritter Band.

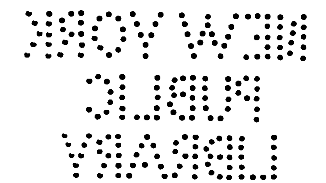
Die Wicklungen der Wechselstrommaschinen

von

E. Arnold.

Mit 426 in den Text gedruckten Figuren.





Berlin.
Verlag von Julius Springer.
1904.

Erstes Kapitel.

Einleitung.

1. Die Erzeugung eines Wechselstromes.

Ändert der magnetische Kraftfluß, der die Fläche einer Drahtspule durchdringt, seine Richtung und Stärke oder nur seine Stärke in periodischer Weise, so wird in der Spule eine EMK von wechselnder Richtung induziert. Ist die Drahtspule in sich geschlossen oder gehört sie einem geschlossenen Stromkreise an, so entsteht in ihr ein Wechselstrom. —

Die periodische Änderung des Kraftflusses kann auf verschiedene Art erreicht werden; am einfachsten durch die Drehung von Drahtspulen im magnetischen Felde oder die Drehung von magnetischen Polen vor der Fläche der Drahtspulen.

Ein Wechselstromgenerator besteht somit aus einem induzierenden Teil, dem Magnetsystem (Induktor), dessen Pole durch Gleichstrom erregt werden, und einem induzierten Teil, dem Anker (Armatur), der die Spulen oder die Wicklung trägt. Der eine Teil wird ruhend und der andere Teil drehend angeordnet.

Das Magnetsystem wird so ausgeführt, daß in der Drehrichtung entweder abwechselnd ungleichnamige Pole oder nur gleichnamige Pole aufeinander folgen. Die erste Anordnung wird als wechselpolig bezeichnet; die Induktion einer EMK erfolgt hierbei durch Änderung der Stärke und Richtung des Kraftflusses. Die zweite Anordnung heißt man gleichpolig; die Induktion erfolgt hierbei nur durch die Änderung der Stärke des Kraftflusses einer Windung.

Die momentane Richtung der induzierten EMK läßt sich in jedem Falle mit Hilfe der Faradayschen Schwimmregel oder der sog. Handregel bestimmen. Die letztere lautet:

Man denkt sich die ***rechte*** *Hand so im magnetischen Felde liegend, daß der Fluß senkrecht durch die Fläche der Hand eintritt und der Daumen die Drehrichtung angibt, dann zeigt der Zeigefinger die Richtung der EMK an.* —

Für die Generatoren kann man auch folgende bequemere Regel benützen:

Stellt man sich vor den Generator, so tritt bei ***Rechtsdrehung*** *des* ***inneren*** *Teiles* (s. Fig. 1) *oder bei Linksdrehung des äußeren Teiles, gleichgültig ob Anker oder Magnetsystem rotiert, der Strom vor dem* ***Süd****pol au****S*** *und vor dem* ***Nord****pol ei****N****.* —

a) Wechselpolige Anordnungen.

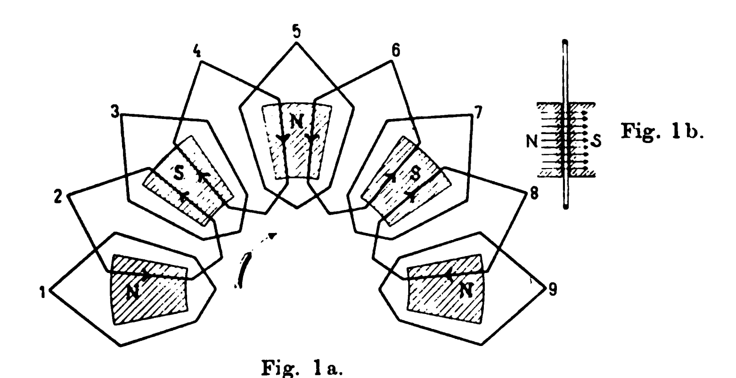


Fig. 1a. Fig. 1b.

In Fig. 1a ist die eine Hälfte einer achtpoligen Anordnung aufgezeichnet. Den durch Schraffur bezeichneten Polflächen stehen, wie Fig. 1b als Querschnitt zeigt, ebensolche Flächen entgegengesetzter Polarität gegenüber. Zwischen diesen Polen bewegt sich rechtsdrehend eine Drahtwindung, die nach obiger Regel als der innere Teil der Maschine anzusehen ist.

Für verschiedene, mit 1 bis 9 bezeichneten Lagen der Windung ist die Richtung der induzierten EMK eingezeichnet. In den Lagen 1, 3, 5, 7, für welche der Kraftfluß Φ, der in die Fläche der Windung eintritt, ein Maximum und seine zeitliche Änderung $d\Phi$ gleich Null ist, wird die EMK Null und es findet ein Richtungswechsel statt, und in den Lagen 2, 4, 6, 8, wenn die algebraische Summe des positiven und negativen Kraftflusses Null und die zeitliche Änderung $d\Phi$ ein Maximum ist, ist die EMK ebenfalls ein Maximum.

Der Verlauf der EMK als Funktion der Zeit, läßt sich bei gleichförmiger Geschwindigkeit der Windung, als eine Wellenlinie,

Fig. 2, darstellen. Die Form der Wellenlinie hängt von der Gestalt der Polflächen und der Form und Breite der Spulen ab.

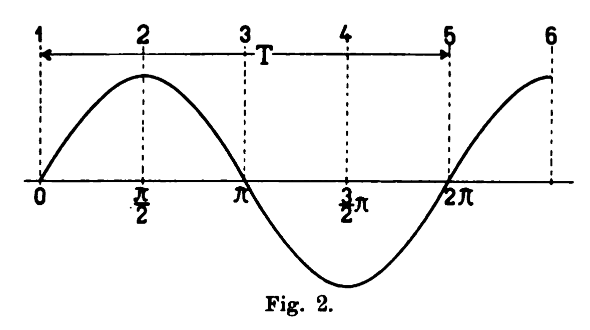


Fig. 2.

Ist $2p$ die Polzahl und n die Zahl der Umdrehungen pro Minute, so ist die Zahl der Richtungswechsel pro Sekunde $\frac{2pn}{60}$ und die Zahl der Perioden c von der Zeitdauer T

$$c = \frac{p \cdot n}{60} \text{ und } c = \frac{1}{T}.$$

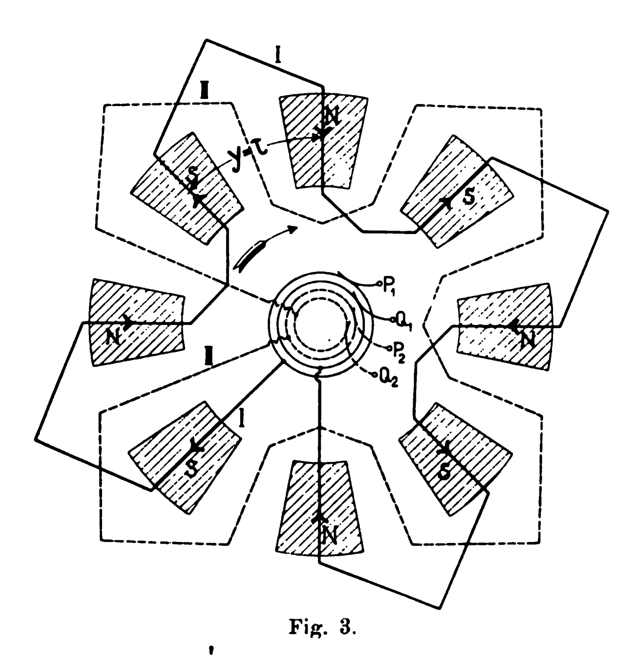


Fig. 3.

Macht man die Weite y einer Windung gleich der Polteilung τ und schaltet $2p$ Windungen, die gleiche Lage relativ zu den Polen haben, hintereinander, so entsteht die Wicklung Fig. 3, man be-

zeichnet sie als **Wellenwicklung** oder als **umlaufende Wicklung**. Die punktierte Lage entspricht dem Momente des Richtungswechsels der EMK. Die Enden der Wicklung sind mit Schleifringen verbunden, von denen der Wechselstrom durch Bürsten P, Q abgeleitet werden kann. (Der Zweck des zweiten Paares der Schleifringe wird später erläutert.)

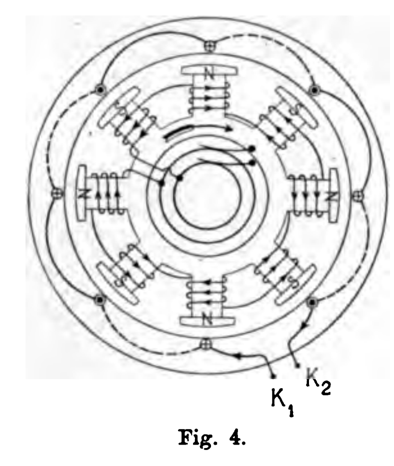


Fig. 4.

Die am meisten gebräuchliche wechselpolige Anordnung ist in Fig. 4 dargestellt. Das Magnetsystem dreht sich im Innern des ruhenden zylindrischen Ankers und der Erregerstrom wird der Magnetwicklung durch zwei Schleifringe zugeführt.

Die Ankerleiter, in denen eine EMK induziert wird, erscheinen in der Figur, die eine Vorderansicht darstellt, als Punkte.

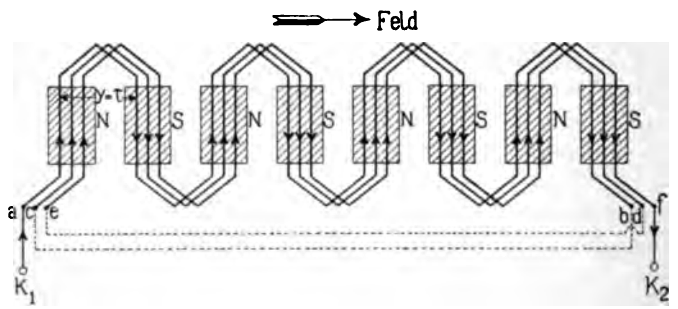


Fig. 5. Einphasige umlaufende Wicklung.

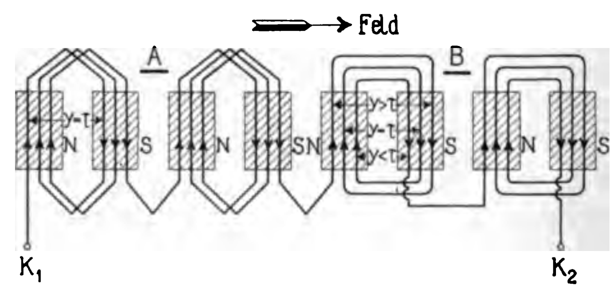


Fig. 6. Einphasige Spulenwicklung.

Denken wir uns den Anker zwischen K_1 und K_2 aufgeschnitten und so in die Papierebene ausgebreitet, daß die Pole unterhalb der

Wicklung liegen, so entsteht Fig. 5. Die Wicklung bildet nun ebenso wie in Fig. 3 einen Wellenzug K_1, a, b. Anstatt, wie in Fig. 4, nach einem Umgange zur Klemme K_2 zu gehen, können wir die Zahl der Umgänge beliebig vergrößern, indem wir das Ende eines Umganges (b und d) mit dem Anfange des nächsten (c und e) verbinden und erst das Ende f des letzten Umganges mit K_2 verbinden. Wir erhalten so eine Wicklung mit mehreren Umgängen. Die Entfernung von zwei Drähten, die im Schema aufeinanderfolgen, oder der Wicklungsschritt y ist immer gleich der Polteilung τ.

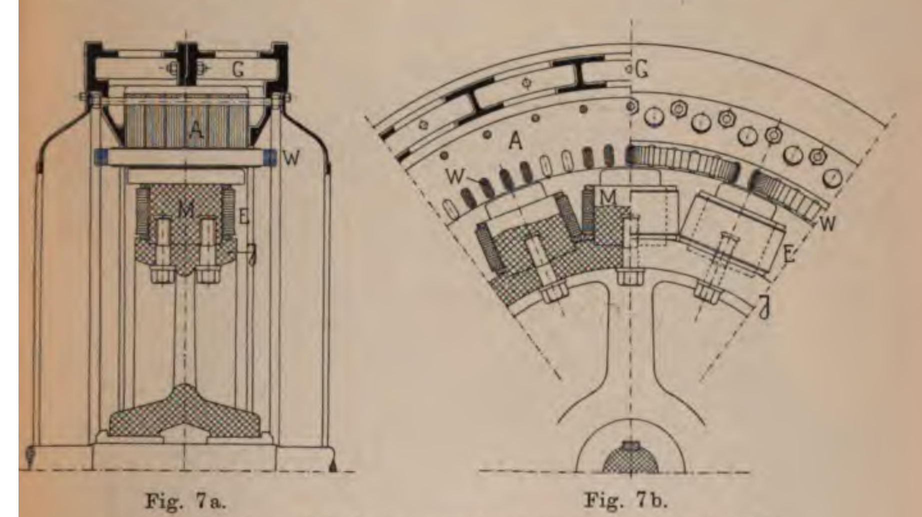


Fig. 7a. Fig. 7b.

Wechselpoliger Einphasengenerator von Brown, Boveri & Co.

Verbindet man die Drähte nach dem Schema A und B, Fig. 6, so entsteht eine Spulenwicklung. Je 6 Drähte bilden hier eine Spule. Bei der Verbindungsart A ist der Wicklungsschritt der Drähte einer Spule immer gleich τ, bei der Verbindungsart B gleich, größer und kleiner als τ. —

Die Fig. 7a u. b zeigen den Schnitt durch einen modernen wechselpoligen Generator mit einphasiger Wicklung und innen rotierendem Magnetsystem. G ist das Gußgehäuse, A das Ankereisen, M die Magnetkerne, J das Jocheisen, E die vom Gleichstrom durchflossene Erregerwicklung und W die Ankerwicklung, die hier als Spulenwicklung ausgeführt und in 4 Löchern pro Pol untergebracht ist.

Fig. 8 zeigt die Photographie einer modernen Wechselstrommaschine der Siemens-Schuckert-Werke mit direkt gekuppelter Erregermaschine. Das Polrad rotiert, wie bei der Maschine Fig. 7

im Innern der Armatur. Die Erregerwicklung besteht aus Kupferband, welches hochkantig gewickelt ist.

Eine Maschinentype mit innen liegender Armatur und außen rotierendem Magnetsystem ist in Fig. 9 abgebildet. Auch hier ist der Erregeranker direkt auf die Welle des Wechselstromgenerators gesetzt. Die Armatur ist auf ein feststehendes Rad aufgebracht, das an der Seite des Lagerbockes befestigt ist. Der obere Teil der Armatur ist aus dem Feld herausgeschoben. Die Anordnung ergibt ein großes Schwungmoment des Magnetrades.

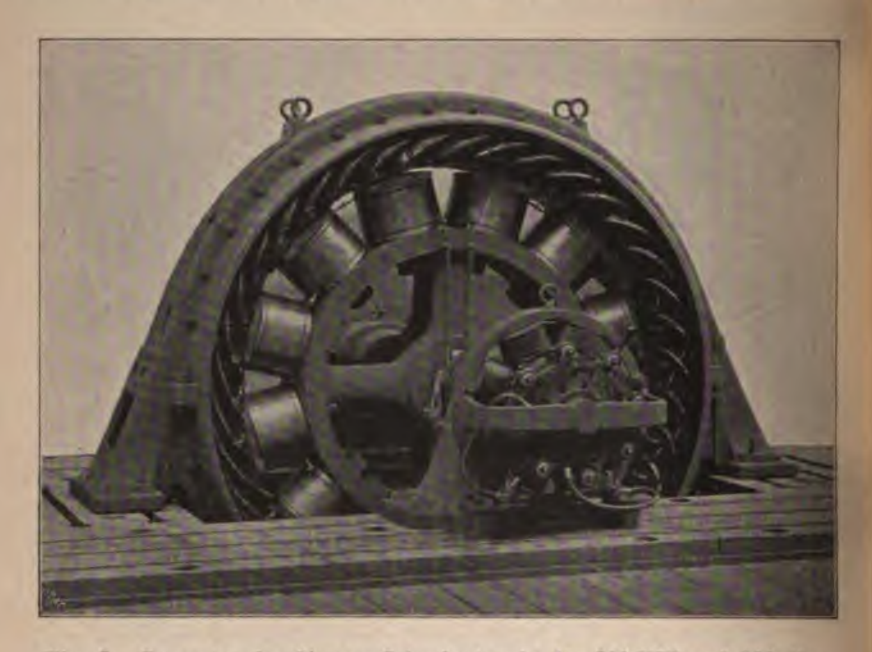


Fig. 8. Generator der Siemens-Schuckertwerke für 810 KW und 500 Umdrehungen. Innenpoltype.

Zur Erzeugung eines Wechselstromes eignet sich jede Gleichstromwicklung. Das läßt sich am einfachsten an der Grammeschen Ringwicklung, Fig. 10, zeigen. Von zwei Windungen des Ankers oder zwei Lamellen a und b, die um eine Polteilung voneinander entfernt sind (180^0 im zweipoligen Schema), führt man Verbindungen zu zwei Schleifringen, von denen nun ein Wechselstrom abgenommen werden kann. In dem Momente, in welchem die Anschlußpunkte a, b in die Verbindungslinie NS fallen, ist die EMK des Wechselstromes Null, und wenn sie in die neutrale Zone $m_1 m_2$ fallen, ein Maximum.

Eine solche Wicklung eignet sich zur gleichzeitigen Erzeugung von Gleichstrom und Wechselstrom. Man kann jedoch der Maschine auch Gleichstrom zuführen und sie als Gleichstrommotor betreiben und Wechselstrom von den Schleifringen abnehmen, oder umgekehrt die Maschine als Wechselstrommotor betreiben und Gleichstrom erzeugen. Die unveränderte Gleichstromwicklung kommt somit hauptsächlich zur Anwendung



Fig. 9. Generator von Brown, Boveri & Co., Baden. Außenpoltype.

1. bei Doppelstrom-Generatoren,
2. bei Gleichstrom-Wechselstrom-Umformern,
3. bei Wechselstrom-Gleichstrom-Umformern.

Im Falle 2 kann die Maschine noch gleichzeitig als Gleichstrommotor und im Falle 3 als synchroner Wechselstrommotor benutzt werden, indem ein Teil der zugeführten elektrischen Energie in mechanische umgesetzt wird.

Die Gleichstromwicklung unterscheidet sich von der umlaufenden Wicklung (Fig. 5) und der Spulenwicklung (Fig. 6) dadurch, daß sie in sich geschlossen und gleichmäßig über den ganzen Anker

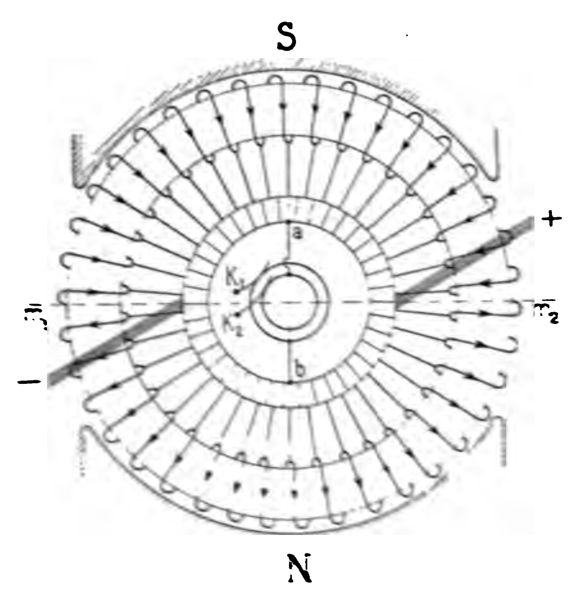


Fig. 10. Unveränderte Gleichstromwicklung.

verteilt ist. Das Schließen der Wicklung hat zur Folge, daß höchstens die Hälfte aller Windungen hintereinander geschaltet werden kann.

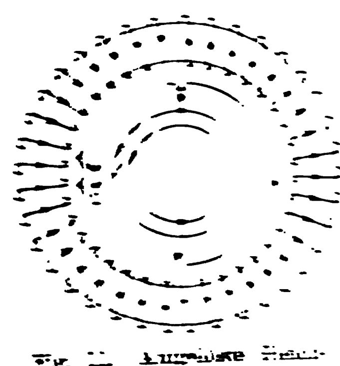


Fig. 11. Aufgelöste Gleichstromwicklung.

Man kann jedoch auch die umlaufende und die Spulenwicklung gleichmäßig am Ankerumfange verteilen und als geschlossene Wicklung ausführen.

Soll eine Maschine mit Gleichstromwicklung nur als Wechselstromgenerator oder Motor dienen, so können die Windungen hintereinander geschaltet werden, indem man nach dem Schema Fig. 11 verfährt, das eine aufgelöste Gleichstromwicklung darstellt. —

b) Gleichpolige Anordnungen.

Läßt man in Fig. 11 die Pole derselben Polarität, z. B. alle Südpole [illegible], so entsteht die gleichpolige Anordnung Fig. 12 [illegible]

man sieht, tritt der Richtungswechsel der EMK ebenso wie im wechselpoligen Felde in den Lagen 1, 3, 5, 7, 9 einer Spule ein, und die Zahl der Perioden ist daher wie dort $\frac{pn}{60}$, wo p die Zahl der gleichnamigen Pole bedeutet.

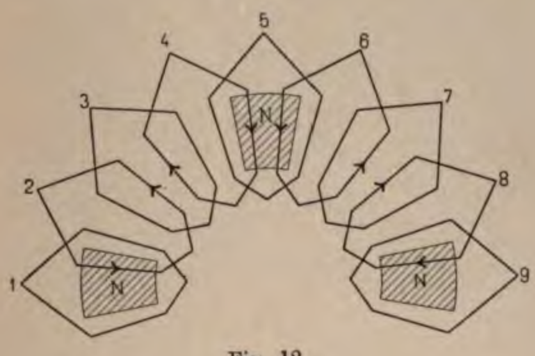


Fig. 12.

Die Wicklungsschema der Figuren 3 bis 6 sind somit ohne weiteres für ein gleichpoliges Feld geeignet, wir haben nur alle S- oder alle N-Pole zu entfernen. —

Denken wir uns in Fig. 4 die vier Südpole in axialer Richtung gegen die vier Nordpole verschoben und für jedes Polsystem einen Anker angeordnet, so entsteht Fig. 13, die also eine Vereinigung von zwei gleichpoligen Anordnungen darstellt. Der Pfad des Kraftflusses ist durch eine punktierte Linie angedeutet.

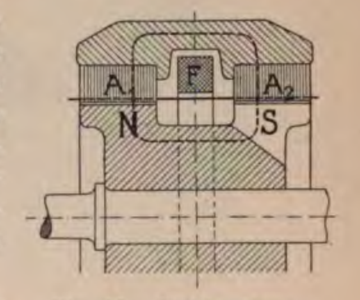


Fig. 13. Gleichpoltype.

Anstatt jeden Pol einzeln zu bewickeln, kann nun eine gemeinsame Erregerspule F für beide Polsysteme angeordnet werden. Der gesamte Kraftfluß aller Pole durchdringt jetzt die Fläche dieser Spule, auf der einen Seite liegen die Nordpole und auf der anderen die Südpole.

Die Ankerwicklung kann verschieden ausgeführt werden. Entweder erhält jede Armatur A_1 und A_2, wie in Fig. 15, eine besondere Wicklung, z. B. nach dem Schema Fig. 5 oder 6, die parallel oder hintereinander geschaltet werden, oder beide Armaturen erhalten eine gemeinsame Wicklung. Der letztere Fall ist in Fig. 14 dargestellt.

Man kann sich diese Wicklung aus Fig. 5 einfach durch gegenseitiges Verschieben der ungleichnamigen Pole und ein e sprechendes Verlängern der Ankerwicklung entstanden denken.

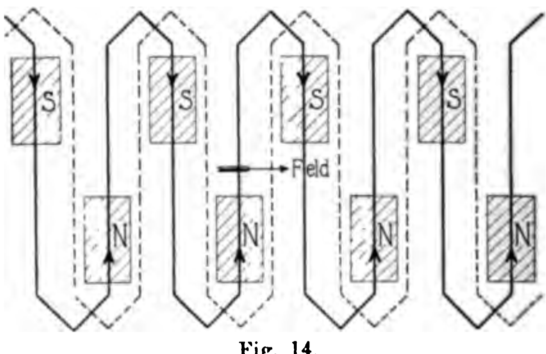


Fig. 14.

Sämtliche Ankerwicklungen einer wechselpoligen Aı ordnung sind somit auch für eine gleichpolige Anordnun geeignet. Wir wollen daher von jetzt an nur noch die Wicl lungen für wechselpolige Magnetsysteme in Betracht ziehen.

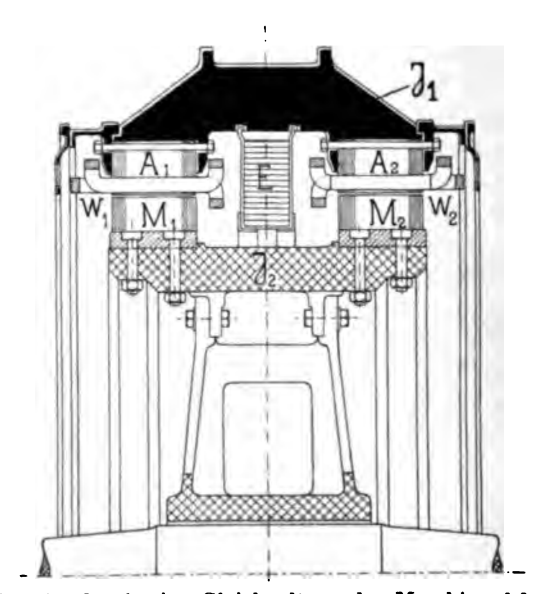


Fig. 15. Schnitt durch eine Gleichpoltype der Maschinenfabrik Örlikon.

Fig. 15 zeigt den Schnitt durch einen modernen gleichpolige Wechselstromgenerator mit einem rotierenden Magnetrad. A_1 und A

ind die beiden Ankerkerne, die durch das gußeiserne Joch J_1 mitinander magnetisch verbunden sind. W_1 und W_2 sind die beiden Vechselstromwicklungen, M_1 und M_2 die beiden Systeme von Pol-



Fig. 16. Gleichpoltype der Maschinenfabrik Örlikon.

örnern, die durch das gußeiserne Joch J_2 magnetisch verbunden ind. E ist die große vom Gleichstrom durchflossene Erregerspule.

Fig. 16 zeigt die Photographie eines solchen modernen Wechselromgenerators der Maschinenfabrik Örlikon. Das Magnetad ist aus dem Ankereisen herausgezogen, wodurch die beiden eihen von Polhörnern sichtbar geworden sind.

2. Erzeugung eines Mehrphasenstromes.

a) Der Zwei- und Vierphasenstrom. Rotiert in Fig. 3 gleichzeitig mit der Wicklung I eine zweite punktiert gezeichnete Wicklung II, die um eine halbe Polteilung oder (auf ein zweipoliges Schema bezogen) um 90° gegen die erste Wicklung versetzt ist, so ist der Richtungswechsel der EMK und des Stromes der Wicklung II um $\frac{\pi}{2}$ gegen denjenigen von I verschoben, und zwar ver-

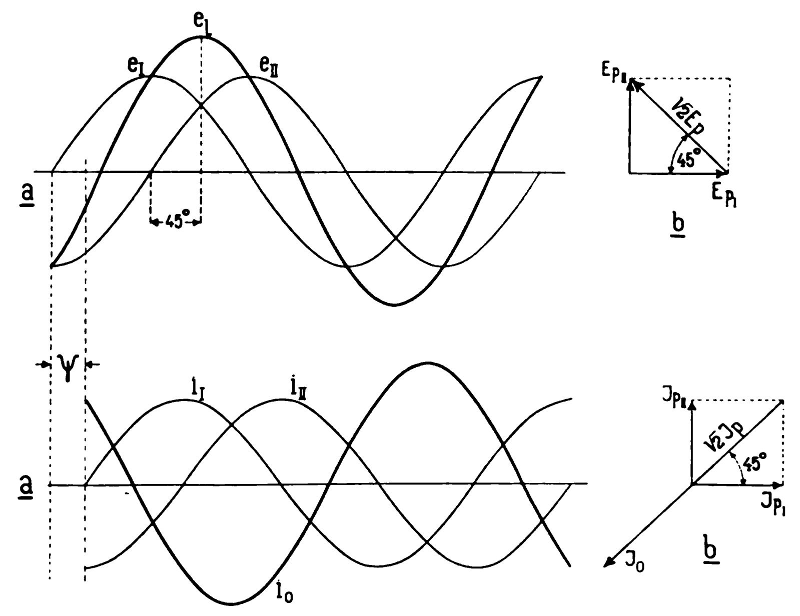


Fig. 17 und 18. Spannungs- und Stromkurven eines Zweiphasensystems.

zögert, wenn II in der Drehrichtung nach I folgt. Der zeitliche Verlauf der phasenverschobenen EMKe ist durch die Wellenlinien e_I und e_{II} in Fig. 17a und der zeitliche Verlauf der Ströme durch Fig. 18a dargestellt.

Die beiden Wicklungen können auf die in den Fig. 19 bis 22 an einer Ringwicklung dargestellten Art mit dem äußeren Stromkreis verbunden werden. Man unterscheidet das unverkettete und das verkettete Zweiphasensystem.

Das unverkettete Zweiphasensystem, Fig. 19, besteht aus zwei ganz getrennten Stromkreisen. Bezeichnen E_p und J_p die effektive Spannung und den effektiven Strom einer Phase, die für beide Phasen I und II als gleich vorausgesetzt werden, so ist

die Linienspannung gleich E_p und der Linienstrom gleich J_p. Die Ströme beider Phasen sind vollkommen unabhängig voneinander. —

Das verkettete Zweiphasensystem zerfällt in das Sternsystem Fig. 20 und 21 und das Ringsystem Fig. 22.

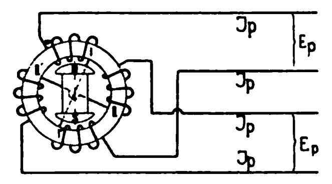


Fig. 19. Unverkettetes Zweiphasensystem.

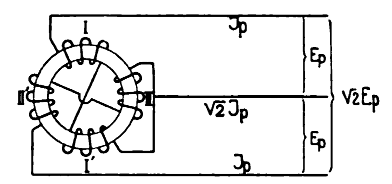


Fig. 20. Verkettetes Zweiphasensystem. Sternschaltung.

In Fig. 20 sind beide Phasen in Serie geschaltet und im Verbindungspunkte ist ein Mittelleiter angelegt; man nennt diese Schaltung auch das Dreileiter-Zweiphasensystem. Die Spannung zwischen Mittelleiter und einem Außenleiter ist gleich der

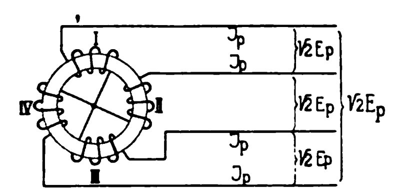


Fig. 21. Verkettetes Zweiphasensystem. Sternschaltung.

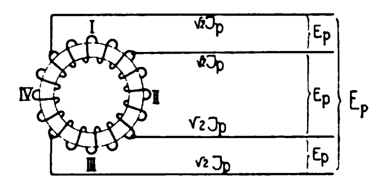


Fig. 22. Verkettetes Zweiphasensystem. Ringschaltung.

Sternspannung oder Phasenspannung E_p und die Spannung zwischen den Außenleitern ist, wie das Vektordiagramm Fig. 17 b ergibt,

$$2 \sin 45^0 \cdot E_p = \sqrt{2} \cdot E_p.$$

Die momentane Stromstärke i_0 im Mittelleiter (Fig. 18a) ist gleich und entgegengesetzt der Summe $i_1 + i_2$ der momentanen Stromstärken der Außenleiter, also $i_1 + i_2 + i_0 = 0$, und der effektive Strom J_0 des Mittelleiters ist

$$2 \sin 45^0 \cdot J_p = \sqrt{2} \cdot J_p.$$

Da die Summe der drei Stromstärken stets Null sein muß, so bilden ihre Amplituden ein geschlossenes Dreieck; denn die Projektionen der Seiten dieses Dreiecks auf eine rotierende Zeitlinie stellen die momentanen Stromstärken dar, und ihre algebraische Summe ist stets Null.

Die Winkel des Dreiecks oder die Phasenwinkel sind von der Verteilung der Belastung auf die zwei Phasen und von der Impedanz des Mittelleiters abhängig. Die Ströme beider Phasen sind daher nicht mehr unabhängig voneinander.

Die Schaltungen Fig. 21 und 22 bezeichnet man als Vierphasensystem oder verkettetes Vierleiter-Zweiphasensystem, und zwar stellt Fig. 21 eine Sternschaltung und Fig. 22 eine Ringschaltung dar.

Für die Sternschaltung ist der Linienstrom gleich dem Phasenstrom J_p und die Spannung zwischen zwei benachbarten Leitern, da wir 90° Phasendifferenz haben

$$= 2 \cdot \sin 45^0 \cdot E_p = \sqrt{2} \cdot E_p.$$

Für die Ringschaltung wird der Linienstrom

$$= 2 \cdot \sin 45^0 \cdot J_p = \sqrt{2} \cdot J_p$$

und die Linienspannung gleich der Phasenspannung. —

b) Der Drei- und Sechsphasenstrom. Ordnen wir im zweipoligen Felde drei Spulen I, II, III oder drei Spulenpaare I—I',

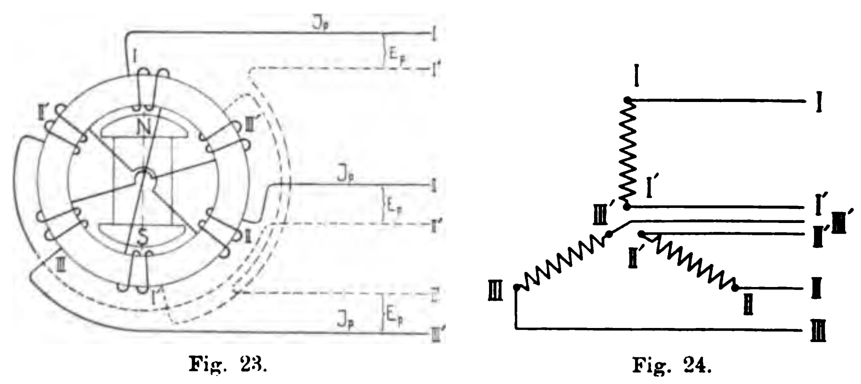


Fig. 23. Fig. 24.

Unverkettetes Dreiphasensystem.

II—II', III—III' unter 120° an (Fig. 23 und 24) und sechs Leitungen, so erhalten wir drei Wechselströme mit 120° Phasendifferenz, die voneinander vollkommen unabhängig sind. Sind die Stromkreise symmetrisch und gleich belastet, so erhalten wir drei Ströme von gleichem Effektivwert J_p und gleicher effektiver Spannung E_p. Der zeitliche Verlauf der Ströme ist durch Fig. 25 dargestellt; ist er sinusförmig, so ist in jedem Momente die algebraische Summe der Ströme der drei Leiter I, II, III und der drei Leiter I', II', III' gleich Null, d. h.

$$i_I + i_{II} + i_{III} = 0.$$

Vereinigen wir die drei Leiter I′, II′, III′ der Fig. 24 zu einem gemeinsamen Mittelleiter, so entsteht die Sternschaltung mit

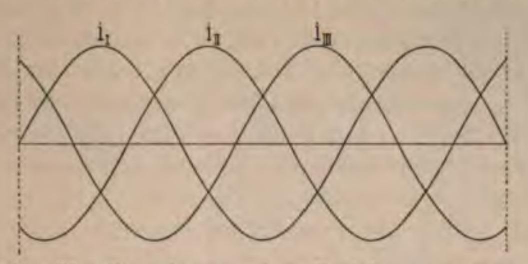


Fig. 25. Stromkurven eines Dreiphasensystems.

Mittelleiter (Fig. 26). Für sinusförmige Ströme und symmetrische Belastung ist die Stromstärke des Mittelleiters Null; er wird jedoch Strom führen, sobald die Belastung der drei Phasen ungleich wird oder die Ströme nicht mehr sinusförmig sind. Die Spannung zwischen einem Außenleiter und dem Mittelleiter ist gleich der Phasenspannung E_p und die Spannung zwischen zwei Außenleitern entsprechend der geometrischen Zusammensetzung der Spannungen von zwei Phasen unter 120° gleich

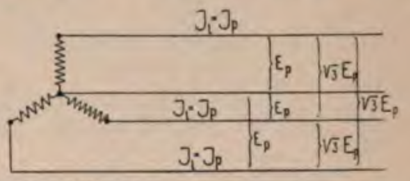


Fig. 26. Sternschaltung eines Dreiphasensystems mit Mittelleiter.

$$2 \sin 60^0 \cdot E_p = \sqrt{3} \cdot E_p.$$

Lassen wir den Mittelleiter fort, so entsteht die Dreiphasen-Sternschaltung (Fig. 27 und 28). In zyklischer Vertauschung

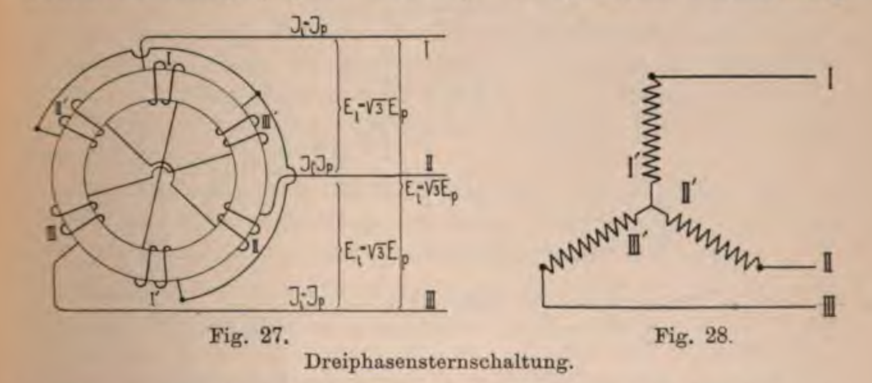


Fig. 27. Fig. 28.
Dreiphasensternschaltung.

kann immer ein Leiter als Rückleiter der beiden übrigen angesehen werden, und es muß in jedem Momente $i_I + i_{II} + i_{III} = 0$

sein, d. h. die Amplituden der drei Stromstärken bilden jederzeit ein geschlossenes Dreieck, wenn wir sie nach Phase und Richtung in einem bestimmten Maßstabe darstellen. Die Ströme sind jetzt nicht mehr unabhängig voneinander, d. h. die Winkel des Dreiecks sind in bestimmter Abhängigkeit von der Belastung der drei Phasen. Ändert man die Belastung einer Phase, so ändern sich auch die Ströme der beiden andern; für symmetrische Belastung ist das Stromdreieck ein gleichseitiges. —

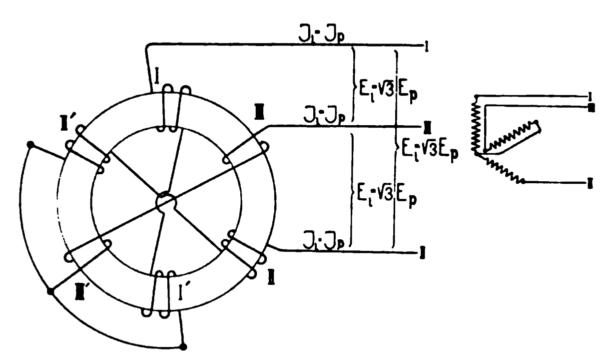


Fig. 29 und 30. Dreiphasen-Sternschaltung.

Kehrt man den Wicklungssinn einer Phase um, wie z. B. der Phase 3 in Fig. 29 und 30, so entspricht das einer Drehung des Stromes um 180^0, und die Schaltung ist in der angegebenen Weise abzuändern, damit wir wieder 120^0 Phasendifferenz erhalten. Die Phase eines Stromes hängt also nicht allein von dem zeitlichen Unterschied der Induktion, sondern auch von seiner Richtung ab.

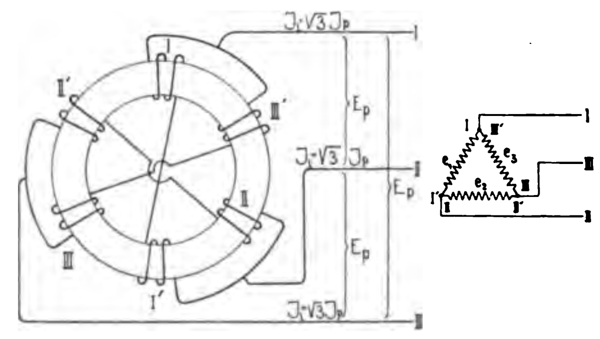


Fig. 31. und 32. Dreiphasen-Dreieckschaltung.

Werden die drei Phasen in Serie geschaltet und die Außenleiter an den Verbindungspunkten angelegt, so entsteht die Dreiphasen-Dreieckschaltung (Fig. 31 und 32). Sind die indu-

zierten EMKe sinusförmig, so verlaufen sie zeitlich wie die Ströme in Fig. 25, und es ist in jedem Momente $e_I + e_{II} + e_{III} = 0$, es können also im Dreieck selbst keine inneren Ströme entstehen. Besitzt jedoch die Kurvenform der EMK höhere Harmonische $3 \cdot n$-facher Ordnung, wo n eine ganze Zahl ist, so sind diese EMKe $3\,n$facher Ordnung in jedem Momente gleichgerichtet (gleichphasig), d. h. es ist ihre Summe $e_{I(3n)} + e_{II(3n)} + e_{III(3n)} = 3 \cdot e_{3n}$, und es entsteht im Dreieck ein innerer Strom, der dieser Summe proportional ist. In Fig. 33 ist die Harmonische von dreifacher Periodenzahl als punktierte Linie eingezeichnet. Die dritten Harmonischen der drei Phasen I, II, III fallen mit der punktierten Linie zusammen, sie sind gleichphasig, und sie addieren sich bei Dreieckschaltung zu einer inneren Spannung $3 \cdot e_3$ von dreifacher Amplitude.

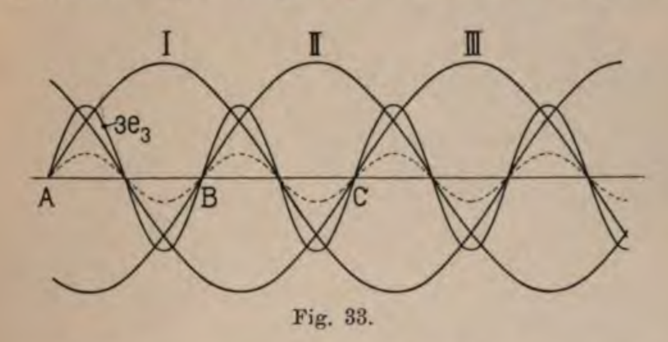


Fig. 33.

Im Dreileiter-Sternsystem (Fig. 28) heben sich dagegen die EMKe $3\,n$-facher Ordnung gegenseitig auf, da sie gleichgroß und gleichzeitig vom neutralen Punkt weg oder auf ihn zu gerichtet sind, d. h. in einem Dreileiter-Sternsystem entstehen keine Ströme $3\,n$-facher Ordnung. Sobald wir jedoch den Mittelleiter nach Fig. 26 hinzufügen, können die Ströme ihren Weg durch den Mittelleiter nehmen. Der Mittelleiter ist daher nur stromlos, wenn bei symmetrischer Belastung keine EMKe in $3\,n$facher Ordnung induziert werden. —

Das Auftreten von EMKen $3\,n$facher Ordnung läßt sich in Generatoren nicht vermeiden, um daher innere Ströme zu verhüten, wird die Sternschaltung der Dreieckschaltung vorgezogen. —

Mit jeder Gleichstromwicklung läßt sich ein Wechselstrom von mehrfacher Phasenzahl erzeugen. Da wir es mit einer geschlossenen Wicklung zu tun haben, erhalten wir Ringschaltung. Liegen die Abzweigungspunkte wie in Fig. 34 um $^2/_3\,\tau$ voneinander entfernt, so entsteht die Dreiphasen-Dreieckschaltung und eine Phase bedeckt am Ankerumfange $^2/_3$ einer Polteilung. —

Sind die Abzweigungspunkte um $^1/_8$ einer Polteilung entfernt, so bedeckt jede Phase nur $^1/_8$ einer Polteilung, und wir erhalten eine (Fig. 35) **Sechsphasen-Ringschaltung.**

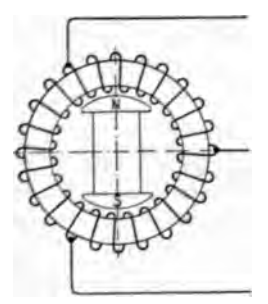


Fig. 34. Dreiphasen-Dreieckschaltung.

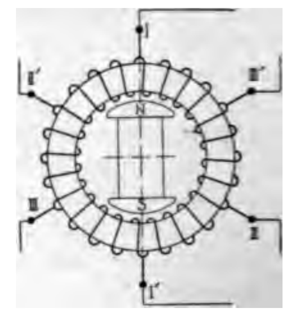


Fig. 35. Sechsphasen-Ringschaltung.

Der Phasenwinkel ist jetzt 60°, und der Linienstrom wird

$$2 \sin 30^0 \cdot J_p = J_p$$

die Spannung zwischen zwei benachbarten Leitern ist E_p.

Die Gleichstromwicklung kommt bei **Umformern** zur Anwendung. Fig. 36 gibt das Wicklungsschema des Ankers eines dreiphasigen zweipoligen Umformers; das Magnetsystem ist feststehend. Drei Lamellen, die um $^2/_8$ der Polteilung entfernt sind, werden mit Schleifringen verbunden. Eine solche Maschine kann

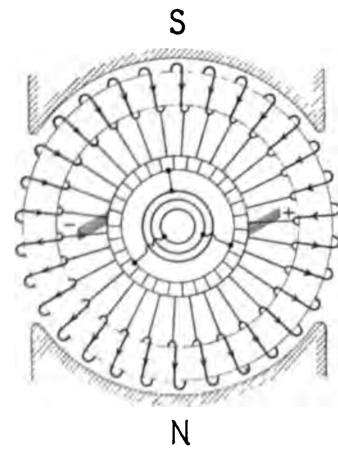


Fig. 36.

1. als Doppelstromgenerator (zur Erzeugung von Gleichstrom und Mehrphasenstrom),
2. als Gleichstrom-Mehrphasenstrom-Umformer und gleichzeitig oder allein als Gleichstrommotor,
3. als Mehrphasenstrom-Gleichstrom-Umformer und gleichzeitig oder allein als Mehrphasenstrom-Synchronmotor

benutzt werden. —

Ein Vierphasen-Umformer erhält vier, ein Sechsphasen-Umformer sechs Schleifringe und Zuleitungen.

Fig. 37 zeigt die Photographie eines Dreiphasenstrom-Gleichstrom-Umformers der A.-G. Brown, Boveri & Co., Baden. Vorne sieht man den Kommutator, hinten sind die drei Schleifringe angeordnet.

Wird die **Gleichstromwicklung aufgelöst** und verbindet man die Enden aller Phasen an einer Stelle (neutraler Punkt), wie in Fig. 38, so entsteht die **Sechsphasen-Sternschaltung.**

Fig. 37. Dreiphasenstrom-Gleichstrom-Umformer von Brown, Boveri & Co.

Die Spannung zwischen zwei Außenleitern ist allgemein

$$= 2 \cdot \sin \frac{\alpha}{2} \cdot E_p,$$

wenn α den Phasenwinkel zwischen den betrachteten Phasen bedeutet. Zwischen zwei benachbarten Außenleitern besteht daher die Spannung

$$2 \cdot \sin 30^0 \cdot E_p = E_p.$$

Der Linienstrom ist gleich dem Phasenstrom.

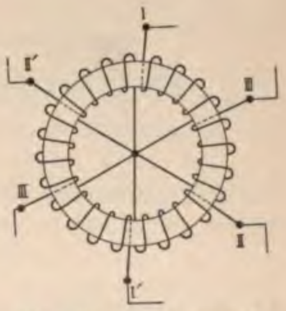


Fig. 38. Sechsphasen-Sternschaltung.

In einem Sechsphasen-Sternsystem heben sich nur die EMKe $6n$facher Ordnung gegenseitig auf. Die EMKe dritter, neunter, fünfzehnter u. s. w. Ordnung haben dagegen in je zwei diametralen Phasen gleiche Richtung. Es fließen daher in drei Phasen, die unter 120° stehen, Ströme dritter, neunter u. s. w. Periodenzahl vom Nullpunkt weg und in den übrigen drei Phasen in entgegengesetzter Richtung.

Bezeichnung	Schema	Phasenzahl
1. Einphasensystem		1
2. Zweiphasensystem unverkettet oder Zweiphasen-Vierleitersystem . . .		2
3. Zweiphasensystem verkettet oder Zweiphasen-Dreileitersystem . . .		2
4. Dreiphasensystem unverkettet oder Dreiphasen-Sechsleitersystem . .		3
5. Dreiphasen-Vierleitersystem . . .		3
6. Dreiphasen-Dreileitersystem mit Sternschaltung		3
7. Dreiphasen-Dreileitersystem mit Ringschaltung oder Dreieckschaltung		3
8. Vierphasen-Sternsystem		4
9. Vierphasen-Ringsystem		4
10. Sechsphasen-Sternsystem		6
11. Sechsphasen-Ringsystem		6

Fig. 38a.

Bezeichnet m die Anzahl der Phasen, so nennt man allgemein eine Schaltung mit $2\,m$ Außenleitern oder Fernleitungen ein unverkettetes und eine Schaltung mit m oder $(m+1)$ Leitern ein verkettetes Mehrphasensystem.

Die vorstehende Tabelle gibt eine Zusammenstellung der verschiedenen Systeme und ihrer Benennungen.

Die Vier- und Sechsphasensysteme unterscheiden sich von den Zwei- und Dreiphasensystemen nur durch die Verbindungsart der Wicklungen, die gegenseitige Lage der Wicklungen bleibt dieselbe. Wir können uns daher bei der Behandlung der Wicklungen auf die ein-, zwei- und dreiphasigen beschränken.

3. Die synchronen Maschinen und ihre Wicklungen.

Die große technische Bedeutung der Mehrphasenströme beruht auf der von Ferraris und Tesla entdeckten Tatsache, daß sich mit ihnen auf einfachste Weise ein konstantes Drehmoment von einem Generator zu einem Motor übertragen läßt.

In einem Mehrphasengenerator ist das Drehmoment, das zur Erzeugung des Stromes aufgewendet werden muß, konstant, wenn wir effektive Leistung und Winkelgeschwindigkeit als konstant voraussetzen.

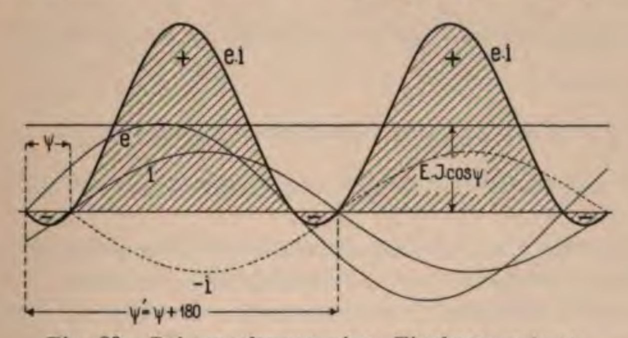


Fig. 39. Leistungskurven eines Einphasensystems.

Wir können uns davon überzeugen, wenn wir die Kurven der momentanen Leistungen, denen das momentane Drehmoment bei konstanter Winkelgeschwindigkeit proportional ist, aufzeichnen.

Wir betrachten zunächst eine Maschine mit einphasiger Wicklung oder nur eine Phase einer Maschine mit mehrphasiger Wicklung.

In Fig. 39 sei e die EMK-Kurve und i die Stromkurve einer Phase, und zwar ist i um den Winkel ψ gegen e verzögert. (Siehe auch Bd. I, Seite 139.) Der Momentanwert ei der Leistung schwankt um

den **Mittelwert** $EJ \cos \psi$ mit der doppelten Periodenzahl des Stromes hin und her. Sind die Werte von ei positiv, so wird die Leistung an den Stromkreis abgegeben, sind sie negativ, so wird die betreffende Leistung vom Stromkreise entnommen. Die Maschine wirkt also zum Teil als Generator, zum Teil als Motor.

Für $\psi = 0$ verschwinden die negativen Werte von ei und für $\psi = \pm 90^0$ sind die positiven und negativen Werte einander gleich, für $\psi > 90^0$ überwiegen die negativen Werte und für $\psi = 180^0$ sind keine positiven, sondern nur negative Werte vorhanden. (Siehe Bd. I, Seite 19.)

Es ist somit für $\psi = -90^0$ (oder 270^0) bis $+90^0$ $W = -EJ \cos \psi$ negativ und die Maschine ein **Generator**, und für

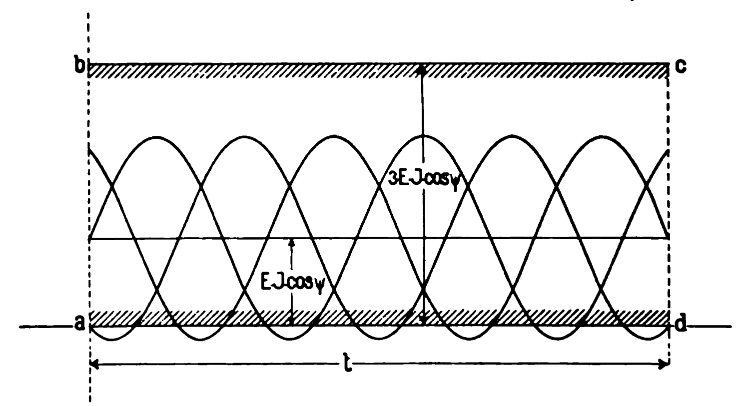


Fig. 40. Leistungskurven eines Dreiphasensystems.

$\psi = 90^0$ bis 270^0 $W_1 = -EJ \cos \psi$ positiv und die Maschine ein **Motor**.

Haben wir nun zum Beispiel eine **Maschine mit dreiphasiger Wicklung**, so finden wir die momentanen Leistungen, wenn wir die Ordinaten von drei Leistungskurven der Fig. 39, die um $^2/_3$ einer Periode des Wechselstromes gegeneinander verschoben sind, addieren. Wir erhalten dann als Leistungskurve die Gerade bc, Fig. 40. **Das Drehmoment ist somit ganz konstant.**

Denken wir in Fig. 39 die Stromkurve um 180^0 verschoben oder was dasselbe ist, den Strom umgekehrt in die Wicklung fließend, so wechseln die momentanen Leistungen ihr Vorzeichen, die positiven Flächen werden negativ und die negativen positiv. Die resultierende Leistung der drei Phasen wird ebenfalls positiv und der Dreiphasengenerator zum Dreiphasenmotor.

Wir können nun eine Arbeitsübertragung mit Wechselstrom schematisch darstellen. In Fig. 41 sind G und M zwei Wechsel-

strommaschinen mit den durch Gleichstrom erregten Magnetsystemen $N—S$. Die momentane Richtung des Stromes ist entsprechend der angenommenen Drehrichtung für G als Generator eingezeichnet. Schalten wir nun die Wicklung von M mit derjenigen von G hintereinander und rotiert das Magnetsystem in der Pfeilrichtung, so ist die Stromrichtung, die M von G aufgedrückt wird, im Vergleiche zur Richtung in G umgekehrt oder um 180^0 verschoben; die Maschine M wirkt daher als Motor.

Wie ersichtlich, ist die Lage des Magnetsystems von M in bestimmter Abhängigkeit von der Lage des Magnetsystems von G. Bei gleicher Polzahl rotieren beide mit gleicher Tourenzahl, es besteht Synchronismus und M ist ein Synchronmotor.

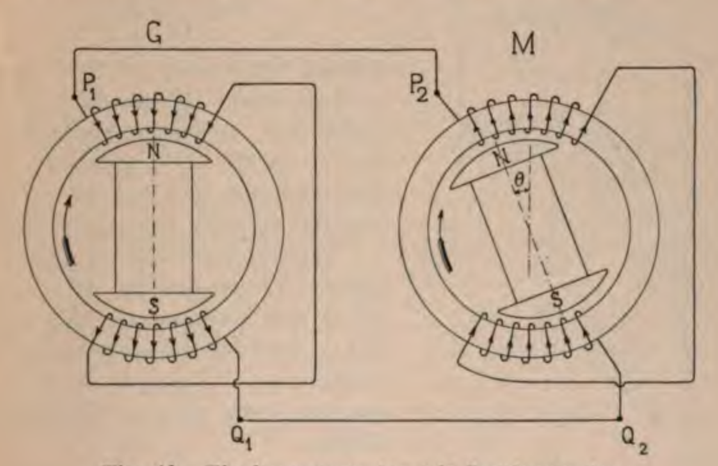


Fig. 41. Einphasengenerator mit Synchronmotor.

Die Verhältnisse der Spannungen und der Phasenverschiebungen lassen sich durch ein Vektordiagramm übersichtlich darstellen. Ist in Fig. 42 $OA = E_g$ die in der Generatorwicklung von Q_1 bis P_1 und $OB = E_m$ die in der Motorwicklung von Q_2 bis P_2 induzierte EMK, so bilden beide Richtungen den Winkel Θ, d. h. die beiden Magnetsysteme sind in Fig. 41 um den Winkel Θ gegeneinander verschoben.

Verfolgt man den Weg des Stromes $P_1 P_2 Q_2 Q_1 P_1$ so sieht man, daß derselbe in der Richtung der EMK E_g des Generators und gegen die EMK E_m des Motors verläuft. In bezug auf Ankerwicklung und Magnetsystem, d. h. räumlich, sind die beiden EMKe E_g und E_m fast in Phase. In bezug auf den geschlossenen elektrischen Stromkreis dagegen sind sie nahezu um 180^0 gegeneinander in Phase verschoben. Diese letztere EMK OB_1 ist die im Motor

induzierte EMK, die auch die gegenelektromotorische Kraft des Motors genannt wird. Da die Vektordiagramme möglichst den Charakter eines Potentialdiagrammes erhalten sollen, so werden wir in allen Diagrammen die Vektoren der räumlich induzierten EMKe E_g und E_m abtragen, wir erhalten dann $E_m = OB$ und als resultierende und in dem geschlossenen Stromkreis wirkende EMK

$$E_z = BA.$$

Bezeichnet r den effektiven Widerstand und x die Reaktanz des gesamten Stromkreises, so ist

$$J = \frac{E_z}{\sqrt{r^2 + x^2}}.$$

Machen wir ferner in dem über E_z beschriebenen Halbkreis $AC = Jr$ gleich dem ohmschen Spannungsverlust, so ist $BC = Jx$ gleich der Reaktanzspannung und es ist die Richtung des Stromes durch AC bestimmt.

Ziehen wir daher durch O den Vektor OJ parallel zu AC, so stellt dieser den Stromvektor dar und ψ_g und ψ_m sind die Phasenverschiebungswinkel von J gegen E_g und E_m. In unserem Falle sind es Verzögerungswinkel.

Die beiden Magnetsysteme bilden räumlich denselben Winkel Θ miteinander wie die räumlich induzierten EMKe E_g und E_m.

Fig. 42. Vektordiagramm zu Fig. 41.

Die dem Einphasenmotor zugeführte Leitung ist, wie Fig 39 lehrt, eine stark pulsierende, sie erreicht den Wert Null und wird zeitweise sogar negativ, d. h. der Motor zum Generator. Ein Einphasenmotor kann daher nicht von selbst anlaufen. Um seine Todlagen zu überwinden muß er auf Synchronismus gebracht werden, alsdann halten ihn die zugeführten Leistungsimpulse dauernd im Betrieb.

Die mittlere Leistung des Generators ist

$$W_g = -E_g J \cos \psi_g$$

und die des Motors ist

$$W_m = -E_m J \cos(\pi + \psi_m) = E_m J \cos \psi_m.$$

In der Formel für die Leistung des Motors ist nämlich der Phasenverschiebungswinkel $(\pi + \psi_m)$ der Winkel zwischen dem Strom und der in bezug auf den Stromkreis induzierten EMK.

Die Verbindung eines Dreiphasengenerators mit einem Dreiphasenmotor veranschaulicht Fig. 43. Der Motor empfängt, wie Fig. 40 lehrt, eine konstante Momentanleistung; das Drehmoment ist für jede Lage des Magnetsystems daher dasselbe. Der Motor hat keine Todlagen und er kann, wie später gezeigt werden soll, bei nicht erregtem oder schwach erregtem Magnetsystem von selbst

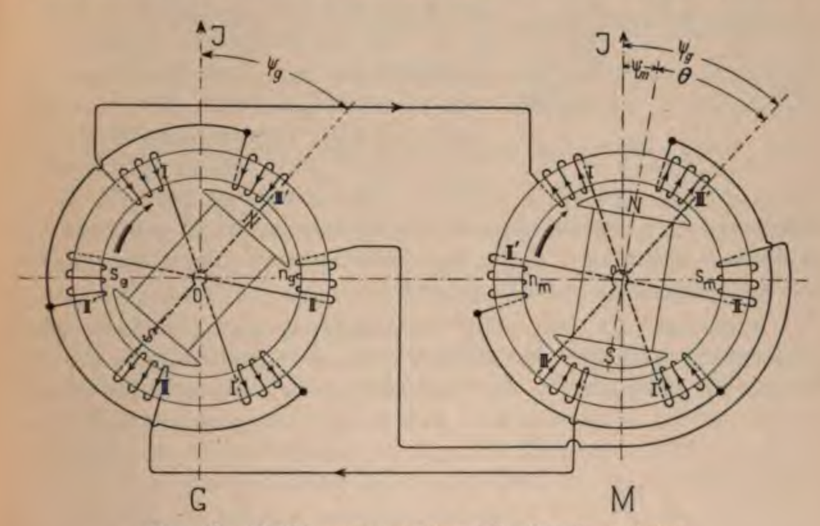


Fig. 43. Dreiphasengenerator mit Synchronmotor.

anlaufen und den synchronen Gang erreichen. Im Betriebe hat das erregte Magnetsystem des Motors eine bestimmte Lage relativ zum Magnetsystem des Generators entsprechend der Phasenverschiebung Θ der induzierten EMKe von Motor und Generator.

Die beschriebene Anordnung ist somit im Betriebe an den Synchronismus gebunden und M ist ein synchroner Dreiphasenmotor.

Wir können das Entstehen eines Drehmomentes auch durch das Zusammenwirken von zwei Magnetsystemen erklären. Wir gehen hierbei am besten vom Mehrphasensystem und der Erzeugung eines magnetischen Drehfeldes aus.

Bei der in Fig. 43 angenommenen momentanen Lage ist der Strom in den Spulen II—II′ Null, in I—I′ entfernt er sich und

in III—III' nähert er sich dem Maximum. Die Spulen I—I' und III—III' erzeugen im Generator und Motor ein magnetisches Feld, das sog. Ankerfeld, dessen Achse *n*—*s* in die Richtung II—II' bezw. II'—II fällt. Verfolgen wir nun die Drehung der Pole *N* und *S* im Generator, so wandert das Strommaximum der Spulen synchron mit dieser Drehung in der Richtung I—III'—II—I' u. s. f. und nach je $^1/_6$ Umdrehung bezw. $^1/_6$ Periode tritt wieder ein Strommaximum auf; das gleiche gilt für das Stromminimum Null.

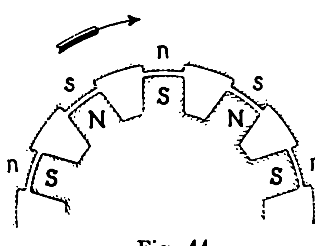


Fig. 44.

Die Pole des Ankerfeldes *n*—*s* von Generator und Motor müssen sich daher verschieben und mit derselben Geschwindigkeit, wie die Feldpole drehen, d. h. die Ankerströme erzeugen ein magnetisches mit den Feldpolen synchron rotierendes Feld. Dieses Drehfeld hat eine konstante Stärke und ist relativ zum Magnetsystem in Ruhe. Wenn wir die Pole *N*—*S* festhalten und den Anker nach rechts drehen, so wird das Ankerfeld im Raume stillstehen, d. h. sich relativ zum Anker mit gleicher Geschwindigkeit nach links drehen.

In bezug auf Form und Wirkung hat das von dem Mehrphasenstrom erzeugte Drehfeld dieselben Eigenschaften wie ein rotierendes Magnetfeld, das von einem Gleichstrom erzeugt wird.

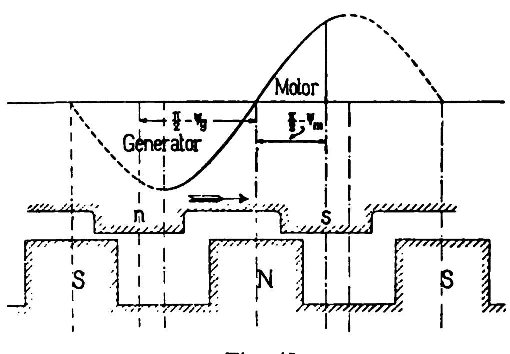


Fig. 45.

Wir können uns deswegen das Drehfeld im Motor durch ein Magnetsystem mit körperlichen Polen ersetzt denken, das mit gleicher Geschwindigkeit rotiert. In Fig. 44 sei dies der äußere Ring, während der innere die wirklichen Feldpole darstellt. Fängt der äußere Kranz langsam zu rotieren an, so werden durch die relative

Verschiebung tangentiale Kräfte entstehen und der innere Teil wird mitgenommen werden. Die Größe des ausgeübten Drehmomentes wird bei konstanter Stärke der Pole bis zu einer gewissen Grenze mit zunehmender Verschiebung wachsen, etwa so wie in Fig. 45 graphisch dargestellt ist, und dann wieder abnehmen. Die Ordinaten geben die Größe des Drehmomentes für die jedesmalige Lage der Mitte eines Südpoles als Abszissen.

Das Drehmoment ist für eine Verschiebung $\left(\frac{\pi}{2} - \psi_m\right)$ des Südpoles nach rechts im Drehsinne des Feldes positiv und erreicht sein Maximum, wenn die Verschiebung gleich der Hälfte der Polteilung ist. Für eine Verschiebung $\left(\frac{\pi}{2} - \psi_g\right)$ nach links im entgegengesetzten Sinne der Drehrichtung wird der Motor zum Generator und gibt als solcher die größte Leistung ab, wenn $\psi_g = 0$, d. h. wenn $\frac{\pi}{2} - \psi_g$ der halben Polteilung entspricht. Beim Motor stoßen somit die Pole des Ankerfeldes (siehe Fig. 43) die gleichnamigen Pole des Magnetsystems in der Drehrichtung ab und ziehen die Pole entgegengesetzter Polarität in der Drehrichtung mit sich. Wenn die Maschine als Generator läuft, ist es umgekehrt; hier schieben die Pole des Magnetsystems die gleichnamigen Pole des Ankerfeldes vor sich und ziehen die Pole entgegengesetzter Polarität nach sich. Der Arbeitsbereich ist für alle Phasenverschiebungswinkel ψ_m und ψ_g stabil. Dagegen fällt, wie wir später sehen werden, der Motor außer Tritt, wenn die Differenz $\Theta = \psi_g - \psi_m$ der beiden Phasenverschiebungswinkel größer wie ca. 90° wird.

Die Wirkungsweise eines einphasigen Wechselstrommotors läßt sich ebenfalls durch die Wirkung von Drehfeldern erklären. Wir machen hierbei von der Zerlegung eines Wechselfeldes in zwei Drehfelder Gebrauch.[1])

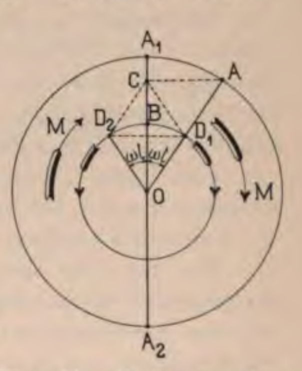


Fig. 46. Zerlegung eines Wechselfeldes in zwei Drehfelder.

In Fig. 46 sei $OA_1 = OA_2$ die Amplitude eines nach einer Sinuskurve variierenden Wechselfeldes, dessen Richtung mit der Linie A_1A_2 zusammenfällt. Die Momentanwerte dieses Wechselfeldes sind gleich der Projektion OC eines mit gleichförmiger Geschwindigkeit rotierenden Vektors $OA = OA_1$ auf die Gerade A_1A_2.

[1]) Vom Verfasser in der Zeitschr. f. Elektrotechnik 1894 angegeben.

Wie wir später sehen werden, wird ein sinusförmiges Drehfeld graphisch durch einen rotierenden Vektor dargestellt. Die Richtung dieses Vektors gibt die räumliche Lage der maximalen Feldstärke und die Größe des Vektors die konstante maximale Stärke des Drehfeldes an. Wir betrachten nun die beiden Drehfelder OD_1 und OD_2 von der konstanten Stärke OB gleich der halben Amplitude des Wechselfeldes;

$$\overline{OD_1} = \overline{OD_2} = \frac{1}{2}\overline{OA_1}$$

von denen das eine nach rechts und das andere nach links rotiert mit der Winkelgeschwindigkeit $\omega = 2\pi c$. Die jeweilige Resultierende dieser beiden Felder fällt stets mit der Richtung der Geraden $A_1 A_2$ zusammen und ihre Größe ist gleich der momentanen Stärke des Wechselfeldes. Die beiden Drehfelder sind somit in ihrer Wirkung dem doppelt so starken Wechselfeld gleich und können dieses ersetzen.

Nehmen wir nun zunächst an, es sei in Fig. 41 das Magnetsystem des Motors in Ruhe, und wir führen dem Anker Wechselstrom zu, so werden sich die beiden Drehfelder D_1 und D_2 mit gleicher Geschwindigkeit relativ zum Magnetsystem bewegen, beide äußern ein gleiches Drehmoment, aber ihre Richtung ist einander entgegengesetzt und das resultierende Drehmoment ist Null. Bringen wir das Magnetsystem M in der Richtung D_1 auf synchrone Geschwindigkeit, so ist D_1 relativ zu M in Ruhe und kann daher ebenso wie das Drehfeld eines Mehrphasenmotors ein großes Drehmoment äußern; das Feld D_2 bewegt sich entgegengesetzt zu M und hat relativ zu M die doppelte Winkelgeschwindigkeit gleich $2 \cdot 2\pi c$. Seine Wirkung wird infolge der magnetischen Schirmwirkung der Pole und der dämpfenden Wirkung der von ihm in den Erregerwindungen induzierten Ströme stark abgeschwächt, so daß nahezu nur das Drehmoment D_1 übrig bleibt.

Von dieser Zerlegung des Wechselfeldes in zwei Drehfelder werden wir auch bei den Generatoren später Gebrauch machen, um die Ankerrückwirkung zu berechnen.

Wie aus dem obigen hervorgeht, unterscheiden die Synchronmotoren sich in der Bauart und Anordnung der Wicklungen nicht von den gewöhnlichen Generatoren. Die Synchronmotoren bedürfen zur Erregung des Magnetsystems (Induktors) ebenfalls eines Gleichstromes, der meistens einer kleinen Gleichstrommaschine, die direkt mit der Welle des Synchronmotors gekuppelt ist, entnommen wird. In einzelnen Fällen werden die Synchronmotoren selbsterregend gemacht, indem ein Teil des Wechselstromes mittels eines synchron

laufenden Kommutators in Gleichstrom, der zur Erregung der Feldmagnete dient, umgewandelt wird. Durch diese Anordnung verliert der Synchronmotor jedoch nicht seine charakteristischen Eigenschaften, nämlich das mit Gleichstrom erregte Feld und die körperlichen Pole, welche den synchronen Gang bedingen.

4. Die asynchronen Maschinen und ihre Wicklungen.

Ferraris und Tesla haben gezeigt, daß es möglich ist, Wechselstrommotoren ohne Gleichstromerregung zu bauen.

Diese Motoren arbeiten mit Wechselstrom allein, sind äußerst einfach, lassen sich für beliebig kleine Leistungen mit gutem Wirkungsgrade ausführen und lösten daher das Problem der Kraftverteilung mit Wechselstrom in vorzüglicher Weise. —

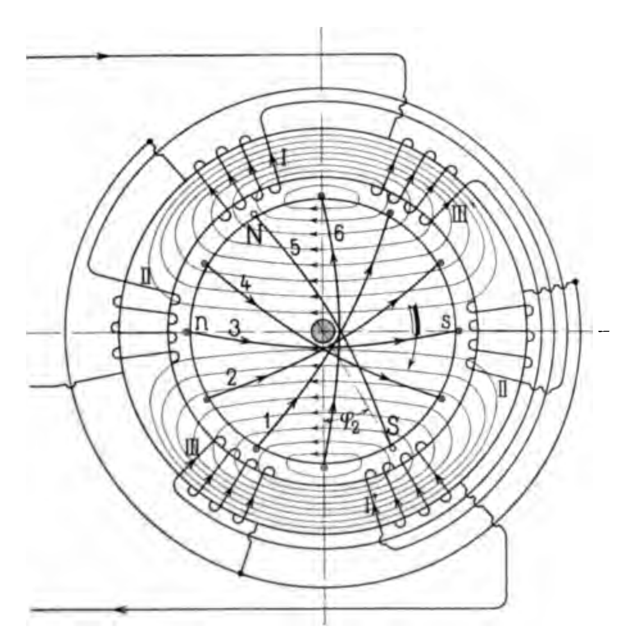


Fig. 47. Dreiphasen-Asynchronmotor mit vielphasiger Kurzschlusswicklung.

In Fig. 47 ist das Wicklungsschema eines derartigen Dreiphasenmotors dargestellt. Die äußere Wicklung oder die **Ankerwicklung** ist übereinstimmend mit derjenigen eines Drehstromgenerators oder Synchronmotors, auf einem aus Eisenblechringen hergestellten Zylinder angeordnet; sie steht mit der Stromquelle in

Verbindung. Um Schleifringe ganz zu vermeiden, setzen wir voraus, daß dieser Teil fest stehe; er wird infolgedessen auch Stator oder Ständer genannt. Die Feldwicklung ist auf einer aus lamelliertem Eisen hergestellten drehbar gelagerten Trommel (Rotor oder Läufer genannt) gewickelt und besteht aus mehreren am Umfange gleichmäßig verteilten und in sich kurzgeschlossenen Spulen; man kann sie als vielphasige Kurzschlußwicklung bezeichnen.

Durch die Ankerwicklung, die hier auf dem Stator angeordnet ist, wird dem Motor die elektrische Energie zugeführt; diese Wick-

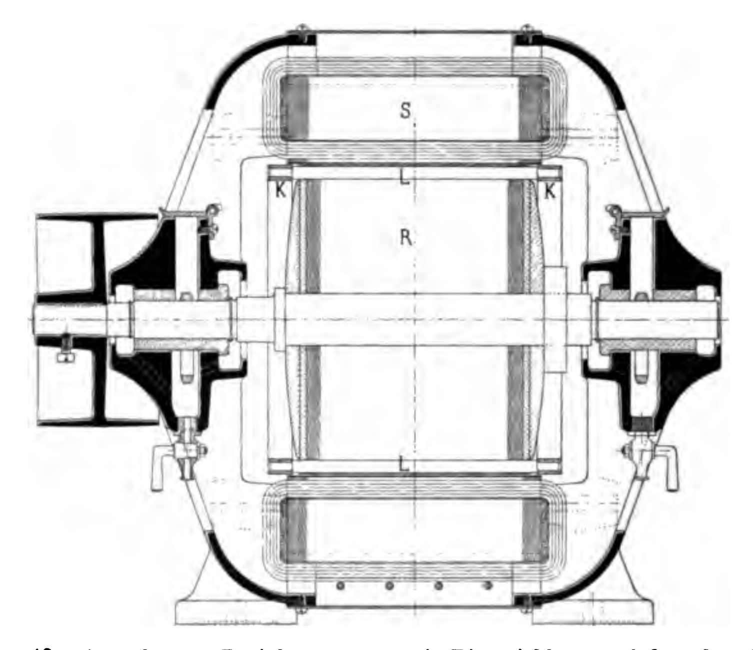


Fig. 48. Asynchroner Dreiphasenmotor mit Ringwicklung auf dem Ständer und Kurzschlußwicklung auf dem Läufer.

lung wird deswegen wie bei den Transformatoren die primäre Wicklung genannt. Die Feldwicklung spielt dieselbe Rolle wie eine Sekundärwicklung und wird deshalb oft so genannt.

In Fig. 47 ist ebenso wie in Fig. 43 jener Moment festgehalten, in welchem der Strom der Spulen II—II′ Null ist, in I—I′ sich vom Maximum entfernt und in III—III′ sich dem Maximum nähert. Das erzeugte Drehfeld ist somit rechtsläufig, seine Achse fällt in dem betrachteten Momente in die Richtung n—s, für welche der Kraftfluß durch dünne Linien angedeutet ist.

Setzen wir zunächst voraus, der Rotor sei ruhend, so wird

das Drehfeld in den kurzgeschlossenen Windungen desselben (1 bis 6 in Fig. 47) Ströme induzieren. Diese Ströme sind entsprechend der gegeneinander verschobenen Lage der kurzgeschlossenen Windungen in der Phase verschoben und erzeugen ebenso wie die primären Windungen ein Drehfeld, das Rotorfeld, das sich mit gleicher Winkelgeschwindigkeit wie das primäre Drehfeld bewegt und mit ihm ein resultierendes, für Stator und Rotor gemeinsames Drehfeld erzeugt. Zwischen diesem Drehfelde und den Rotorströmen bestehen anziehende Kräfte; es wird also auf den Rotor ein Drehmoment ausgeübt, und er wird gezwungen dem Drehfelde zu folgen.

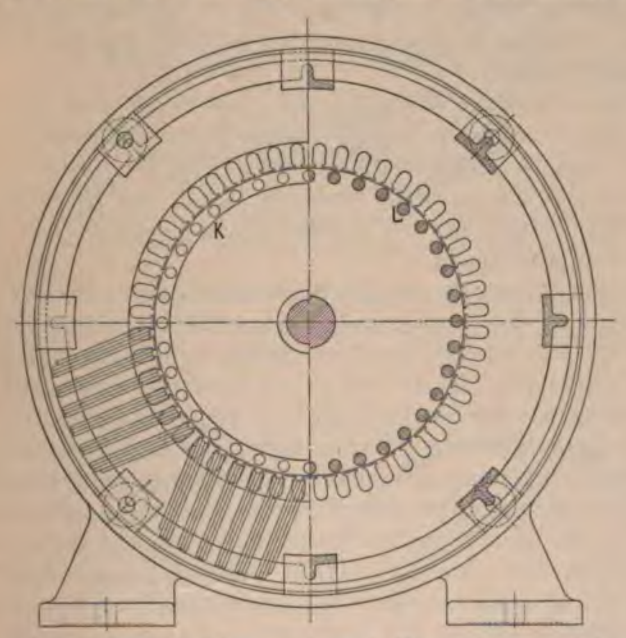


Fig. 49. Asynchroner Dreiphasenmotor mit Ringwicklung auf dem Ständer und Kurzschlußwicklung auf dem Läufer.

Fließt der Strom J_R durch einen Leiter der Rotorwicklung von der Länge l und befindet er sich in einem Felde von der Intensität B_l, so wirkt auf den Leiter die mechanische Kraft $B_l J_R l$. Da die Ströme der Rotorleiter zusammen einen Mehrphasenstrom bilden und da das magnetische Feld ein Drehfeld ist, so erzeugen alle auf die Rotorleiter ausgeübten mechanischen Kräfte in jedem Augenblicke ein konstantes Drehmoment. In dieser Weise wird die der Statorwicklung durch den Betriebsstrom zugeführte elektrische Energie in mechanische Arbeit umgesetzt.

Würde der Rotor die synchrone Geschwindigkeit erreichen,

so wäre die relative Geschwindigkeit von Rotor und Drehfeld Null, die Induktion in der Rotorwicklung Null und daher auch das Drehmoment Null. Soll die Maschine mechanische Arbeit leisten, so muß daher die Umfangsgeschwindigkeit des Rotors immer kleiner sein, als die synchrone Geschwindigkeit. Bezeichnen wir letztere mit v, so ist die Geschwindigkeit des Rotors $(1-s)v$, wenn s die sogenannte Schlüpfung bezeichnet. Für Stillstand des Rotors ist $s=1$ und für Synchronismus $s=0$. Die relative Geschwindigkeit des Rotors zum Drehfelde ist $s \cdot v$. Man bezeichnet daher diese sich selbst erregenden Motoren als Asynchronmotoren, oder da das Rotorfeld durch Induktion erzeugt wird, als Induktionsmotoren.

Diese Wirkung kommt zustande, einerlei, welche der beiden Wicklungen feststeht.

Ist die sekundäre Wicklung auf dem Stator und die primäre auf dem Rotor, so dreht sich der Rotor entgegengesetzt zur Richtung des eigenen magnetischen Feldes mit der Geschwindigkeit $(1-s)v$, so daß die wirkliche Geschwindigkeit des Drehfeldes jetzt $s \cdot v$ ist, d. h. relativ zur Sekundärwicklung dieselbe, wie bei der umgekehrten Anordnung.

Wird der Rotor z. B. von der Riemenscheibe aus übersynchron angetrieben, so daß er sich mit der Geschwindigkeit $(1+s)v$ bewegt, so hat die relative Geschwindigkeit von Rotor und Drehfeld den Sinn gewechselt, anstatt $-s \cdot v$, wie im Motor, ist sie jetzt $+s \cdot v$. Infolgedessen hat der in der Rotorwicklung induzierte Strom ebenfalls die entgegengesetzte Richtung angenommen, d. h. das sekundäre Feld hat seine Richtung gewechselt. Diese Umkehrung hat eine Umkehrung der Richtung des Wattstromes in der Statorwicklung zur Folge, d. h. der asynchrone Motor wird zum asynchronen Generator. Der wattlose Erregerstrom behält dagegen seine Richtung bei und wird dem asynchronen Generator ebenso wie dem Motor von außen durch den parallel mit ihm arbeitenden synchronen Generator zugeführt. Der asynchrone Generator kann daher mit dieser Schaltung nur gemeinsam mit synchronen Maschinen zur Wirkung gelangen.

Diese Abhängigkeit des asynchronen Generators von synchronen Maschinen ist dadurch bedingt, daß die Felderregung durch Induktion von der primären Wicklung aus erfolgt. Wie Görges, Latour und Heyland gezeigt haben, ist es möglich, den erregenden Wechselstrom dem Rotor direkt zuzuführen. Zu dem Zwecke erhält der Rotor eine geschlossene oder aufgelöste Gleichstromwicklung mit Kommutator und der erregende Wechselstrom wird im Nebenschluß zur Primärwicklung, der Gleichstromwicklung durch Schleifbürsten zugeführt. — Von dieser Art Erregung kann bei jeder Schlüpfung, also auch dann, wenn die Maschine als Motor

arbeitet, Gebrauch gemacht werden; ferner ist es möglich, die sekundäre Wicklung mit der primären in Serie zu schalten. —

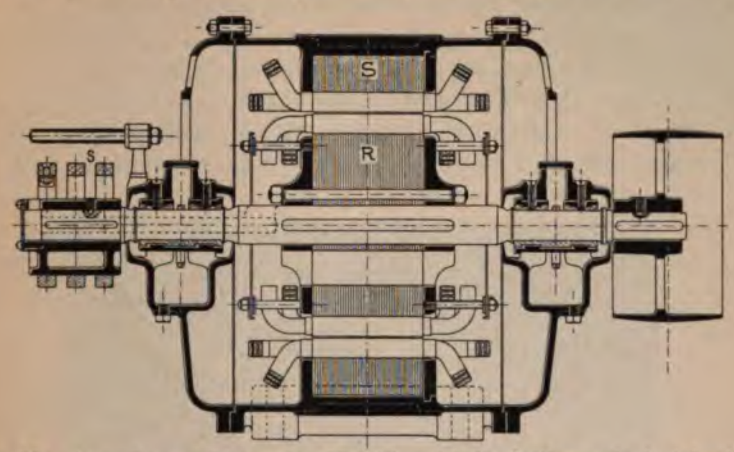


Fig. 50. Asynchroner Motor der Maschinenfabrik Örlikon mit dreiphasiger Trommelwicklung auf Ständer und Läufer.

Wir sehen hieraus, daß die Gleichstromwicklungen sowohl bei den synchronen als den asynchronen Maschinen eine vielseitige Anwendung finden. Ferner hat der Verfasser die Gleichstromwicklung auch bei einphasigen Wechselstromrepulsionsmotoren angewandt.[1])

Bisher haben wir der Einfachheit wegen nur die Ringwicklung betrachtet. Die Figuren 48 und 49, welche einen asynchronen Motor darstellen, zeigen, wie eine Ringwicklung etwa ausgeführt wird. Die Ringwicklung hat den Nachteil, daß ein großer Teil des Kraftflusses sich nicht durch das Rotoreisen und durch die Rotorwicklung schließt, sondern als Streufluß nur mit

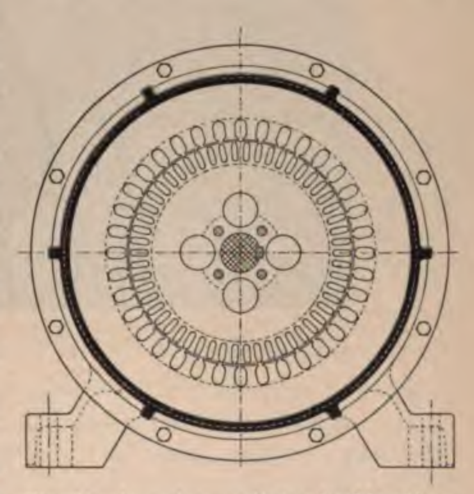


Fig. 51. Asynchroner Motor der Maschinenfabrik Örlikon. Querschnitt ohne Wicklung.

---

[1]) Amerik. Patent 543838 August 1895 und 562365 Juni 1896. Die Motoren werden von der Wagner Electric. Mfg. Co. St. Louis gebaut.

der Statorwicklung verkettet ist; denn die ganze Länge einer Windung schließt sich eng dem Eisenkern an, und diese Länge ist zudem meistens größer, als bei einer Trommelwicklung.

Die Rotorwicklung ist in Fig. 48 und 49 eine sogenannte Käfigwicklung; jeder Leiter *L* derselben entspricht einer Phase, und alle Leiter sind vorn und hinten durch die Kurzschlußringe *K* verbunden. Die Käfigwicklung ist eine vielphasige Kurzschlußwicklung und wird für kleine Motoren sehr viel angewandt.



Fig. 52. Asynchronmotor der Société Electricité et Hydraulique, Charleroi.

In mechanischer und elektrischer Hinsicht ist die Trommelwicklung, welche eine Seite des Eisenkernes frei läßt, für den Bau des Motors der Ringwicklung vorzuziehen.

Fig. 50 und 51 zeigt den Schnitt durch einen modernen asynchronen Motor mit Trommelwicklung auf dem Stator *S* und Rotor *R*. Die Rotorwicklung ist hier dreiphasig mit Sternschaltung ausgeführt, und zur Regulierung des Drehmomentes beim Anlauf sind die Enden der drei Phasen durch die hohle Welle geführt und an drei Schleif-

ringen *s* angeschlossen, so daß Widerstand in jede Phase eingeschaltet werden kann.

Im Querschnitt Fig. 51 sind die genuteten Bleche ohne Wicklung dargestellt.

Fig. 52 zeigt die Photographie eines kleineren und Fig. 53 die eines größeren modernen Asynchronmotors.

Der kleine Motor Fig. 52 hat auf dem Stator und Rotor eine dreiphasige Drahtwicklung. Die drei Enden der Rotorwicklung sind

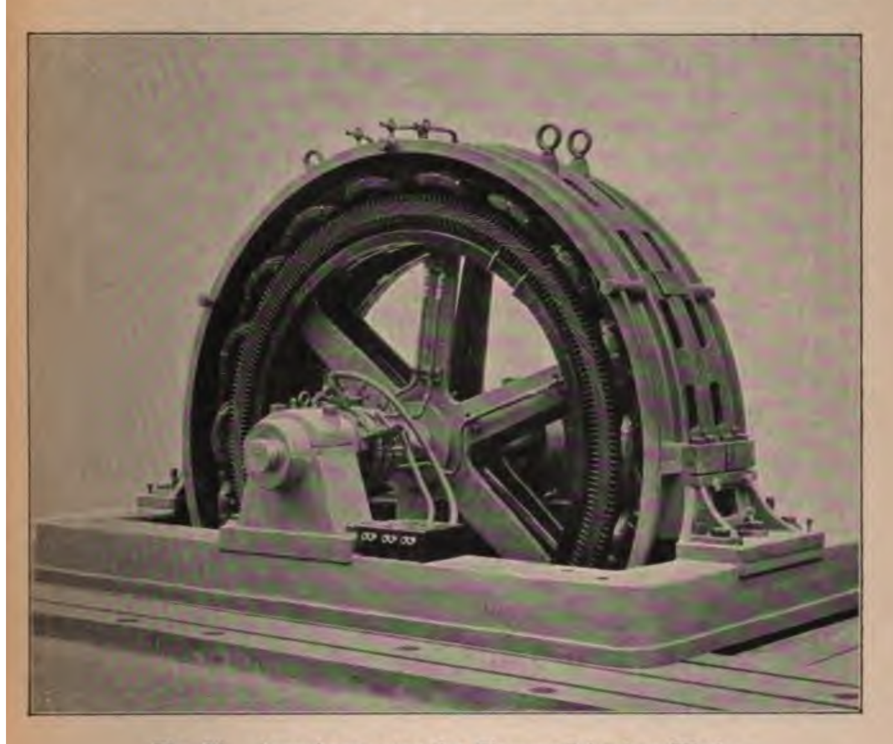


Fig. 53. Asynchronmotor der Siemens-Schuckert-Werke.

durch die hohle Welle geführt, um an Schleifringe angeschlossen werden zu können.

Bei dem großen Motor Fig. 53 besitzt der Stator eine Drahtwicklung für hohe Spannung, während der Rotor eine Stabwicklung erhalten hat. Die Verbindungen zwischen der Rotorwicklung und den Schleifringen sind auf dem Bilde deutlich sichtbar.

Der auf Seite 25 erwähnte selbsttätige Anlauf von nicht erregten oder nur schwach erregten mehrphasigen Synchronmotoren erklärt sich auf dieselbe Weise wie der Anlauf der

asynchronen Motoren. Das Drehfeld des Ankers erzeugt in den Polschuhen des Feldes Wirbelströme und in der Erregerwicklung Wechselströme. Das Drehmoment kommt durch gegenseitige Einwirkung dieser induzierten Ströme und des Drehfeldes zustande.

Die Wicklung der einphasigen asynchronen Motoren unterscheidet sich von den mehrphasigen nur in der Ständerwicklung, die einphasig ist, während der Rotor mehrphasig bleibt. Die Wirkungsweise dieses Motors läßt sich durch die Zerlegung des Wechselfeldes in zwei Drehfelder erklären, wie auf Seite 27 gezeigt wurde. Das eine Drehfeld bewegt sich dann synchron mit dem Rotorfeld und übt das Drehmoment aus, während das andere sich entgegengesetzt zum Rotorfeld und relativ dazu mit doppelter Geschwindigkeit bewegt und nur ein kleines negatives Drehmoment äußert. Nur bei Stillstand sind das positive und das negative Drehmoment gleich, und der Motor muß durch besondere Vorrichtungen zum Anlaufe gebracht werden.

5. Einteilung der Wechselstromwicklungen.

In dem vorhergehenden Kapitel haben wir die Wicklungen der ein- und mehrphasigen Generatoren, Synchronmotoren, Umformer und asynchronen Motoren im Prinzipe, und zwar meist nur für die einfache zweipolige Ringwicklung kennen gelernt. Praktisch kommt jedoch die Ringwicklung wenig in Betracht, sondern fast ausschließlich die Trommelwicklung.

Die zweiphasigen Wicklungen unterscheiden sich von den vierphasigen und die dreiphasigen von den sechsphasigen nur durch die Verbindungsart der Spulen oder die Anordnung der Ableitungen. Wir fassen sie daher jeweils in eine Gruppe zusammen.

Alle genannten Wechselstromwicklungen lassen sich dann in folgende Gruppen einteilen:

I. Spulenwicklungen.
   a) einphasige,
   b) zweiphasige, bezw. vierphasige,
   c) dreiphasige, bezw. sechsphasige.

II. Umlaufende Wicklungen.
   a) einphasige,
   b) zweiphasige, bezw. vierphasige,
   c) dreiphasige, bezw. sechsphasige.

III. Unveränderte Gleichstromwicklungen mit Abzweigungen für beliebige Phasenzahl.

IV. Aufgeschnittene Gleichstromwicklungen.
   a) einphasige,
   b) zweiphasige, bezw. vierphasige,
   c) dreiphasige, bezw. sechsphasige.

V. Veränderte Gleichstromwicklungen.

VI. Vielphasige Wicklungen.
   Kurzschluß- und Käfigwicklungen.

Bemerkung über die Darstellung der Wicklungen. Verschiedene Wicklungsebenen sind in der Regel durch ausgezogene und gestrichelte Linien unterschieden. Bei den Mehrphasenwicklungen ist meist eine Phase durch stärkere Striche hervorgehoben. Ferner wird, obgleich wir es mit Wechselstrom zu tun haben, eine Stromrichtung angenommen; diese entspricht dann jeweils nur einem bestimmten kurzen Zeitraume. Man erreicht durch die Annahme einer Stromrichtung den Vorteil, daß der Sinn der Drahtführung verständlicher wird und daß die Polarität deutlicher hervortritt. Ein Kreis mit Kreuz bedeutet, daß der Strom in die Papierebene eintritt und ein Kreis mit Punkt die umgekehrte Richtung. Diese Darstellung gründet sich auf die Annahme, daß die Stromrichtung durch einen Pfeil angedeutet sei; das Kreuz bedeutet die Pfeilfeder, der Punkt die Pfeilspitze.

In der Darstellung werden wir uns auf das wechselpolige Magnetsystem beschränken, weil sich die gleichpoligen Wicklungen prinzipiell in keiner Weise von den wechselpoligen unterscheiden. (Siehe Seite 10.)

Die Drähte der Armatur werden gewöhnlich in Nuten oder Löchern des Eisens eingebettet, ebenso die Feldwicklung der asynchronen Motoren. Ist die Anzahl der Löcher pro Pol und Phase 1, 2, 3 u. s. f., so bezeichnet man die Wicklung als Ein-, Zwei- oder Dreilochwicklung. Sind die Drähte gleichmäßig über die ganze Polteilung auf viele Löcher verteilt, so spricht man von einer verteilten Wicklung.

Zweites Kapitel.

Gewöhnliche Wechselstromwicklungen.

6. Die Spulenwicklungen. — 7. Die umlaufenden Wicklungen.

6. Die Spulenwicklungen.

Das Kennzeichen der Spulenwicklung besteht darin, daß die Windungen pro Pol und Phase oder pro Polpaar und Phase zu einer oder mehreren Spulen zusammengefaßt und für sich vollständig fertig gewickelt werden. Nachdem alle Spulen fertiggestellt sind, werden sie in passender Weise miteinander verbunden.

Die Spulenwicklung kommt immer zur Anwendung, wenn die Windungszahl pro Pol und Phase groß ist. Die maximale Spannungsdifferenz von zwei benachbarten Spulen einer Phase ist gleich der zweifachen Spannung einer Spule, und die Spannung zwischen den Drähten einer Spule ist ebenfalls klein, die Spulenwicklung kommt daher insbesondere für Hochspannungsmaschinen in Betracht.

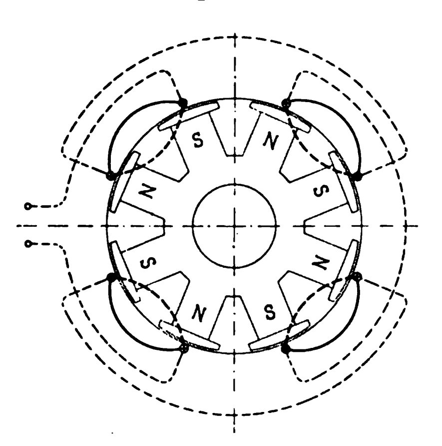


Fig. 54. Einphasen-Einlochwicklung.

a) Einphasige Spulenwicklungen.

Fig. 54 veranschaulicht eine achtpolige einphasige Einlochwicklung. Die Spulenköpfe auf der vorderen Seite sind nach außen, die auf der hinteren Seite nach innen gezeichnet und die Verbindungen der Spulen untereinander sind durch punktierte dünne Linien dargestellt.

Oft ist es erforderlich oder zweckmäßig, einer Spule noch eine halbe Windung hinzuzufügen. In diesem Falle sind, wie Fig. 55 zeigt, die Querverbindungen der Spulen auf beide Seiten verteilt.

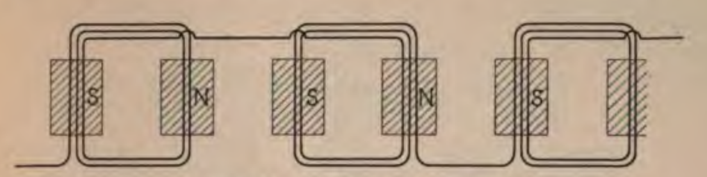


Fig. 55. Spulenwicklung mit $2^1/_2$ Windungen pro Spule.

Eine bessere Verteilung der Spulenköpfe wird erhalten, wenn die Windungen jeder Spule in zwei Teile geteilt und nach Fig. 56 angeordnet werden, wir erhalten nun doppelt so viel Spulen mit halber Windungszahl.

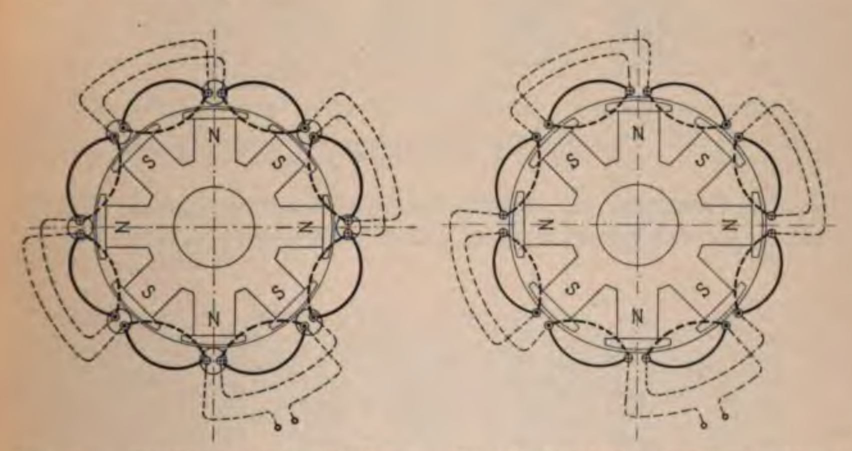


Fig. 56. Einphasen-Einlochwicklung mit gleichmäßig verteilten Spulenköpfen.

Fig. 57. Einphasige Zweilochwicklung mit gleichmäßig verteilten Spulenköpfen.

Verteilt man die Spulen auf zwei Löcher pro Pol, so entsteht die Wicklung Fig. 57. Die Lochteilung ist gleich $^1/_6$ der Polteilung gewählt.

Eine einphasige Vierlochwicklung stellen die Fig. 58 bis 60 dar. Elektrisch ist es gleichgültig, in welcher Reihenfolge die Drähte verbunden werden, so lange sich die induzierten EMKe unterstützen. Beim Verfolgen des Schemas können also abwechselnd Kreis mit Kreuz und Kreis mit Punkt in beliebiger Lage aufeinander folgen.

In Fig. 58 umfassen die Drähte einer Spule vier Seiten. Die Spulenköpfe werden kürzer, der Kupferverbrauch kleiner und die

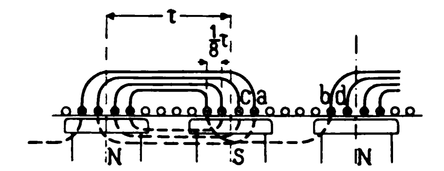


Fig. 58. Einphasige Vierlochwicklung mit Vierlochspulen.

Verteilung der Spulenköpfe wird eine bessere, wenn wir *a* mit *b* und *c* mit *d* verbinden, es entsteht dann das Schema Fig. 59. —

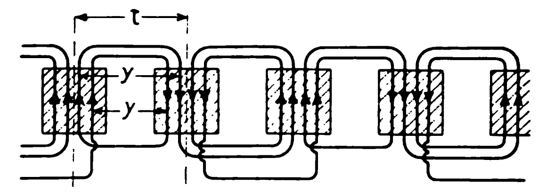


Fig. 59. Einphasige Vierlochwicklung mit Zweilochspulen.

Für eine Wicklung, die aus Kupferstäben zusammengelötet, anstatt aus Kupferdraht gewickelt wird, ist es vorteilhaft, wenn eine Spule

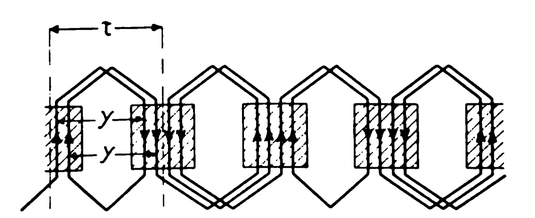


Fig. 60. Einphasige Vierloch-Stabwicklung.

aus gleichen Teilen zusammengesetzt werden kann. Dieser Bedingung entspricht das Schema Fig. 60; die Weite y der Windungen ist immer die gleiche.

Liegen zwei Stäbe in einer Nut, so können diese nebeneinander oder übereinander angeordnet werden. Dem letzten Falle entspricht das Schema Fig. 61. Die eine Lage der Stäbe ist punktiert gezeichnet. Die aufeinanderfolgenden Spulen werden auf dem Wege *ac* und *df* verbunden, indem man bei *a* und *d* von einer Lage in die andere übergeht, oder auf dem Wege *abc* und *def* verbunden.

In Fig. 62 ist das vollständige in die Papierebene abgerollte Schema einer einphasigen Spulenwicklung mit 8 Löchern pro Pol, von denen 4 bewickelt sind, dargestellt. Das Verhältnis der Spulenbreite zur Polteilung ist $S:\tau = \frac{1}{2}$.

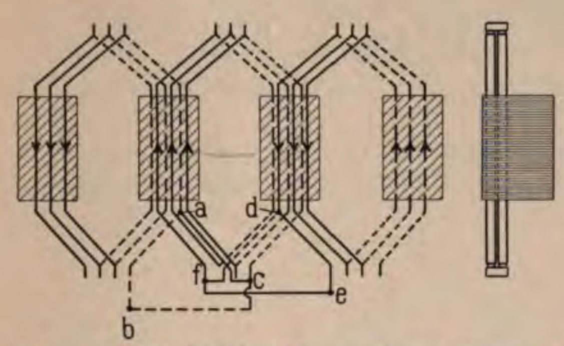


Fig. 61. Einphasige Dreiloch-Stabwicklung mit zwei übereinanderliegenden Stäben pro Loch.

Fig. 63 gibt eine achtpolige Spulenwicklung mit 9 Löchern pro Pol, von denen drei bewickelt sind, es ist somit $S:\tau = \frac{1}{3}$. In jedem Loch sind zwei Stäbe untergebracht, die ausgezogenen Querverbindungen sind in der einen und die punktierten in einer zweiten Ebene angeordnet.

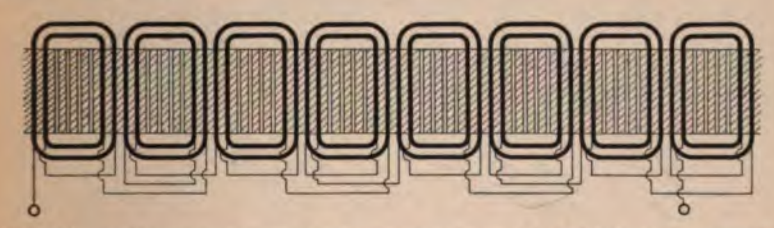


Fig. 62. Achtpolige einphasige Spulenwicklung mit acht Löchern pro Pol, wovon vier bewickelt.

b) Zweiphasige Spulenwicklungen.

Verschieben wir zwei einphasige Wicklungen um eine halbe Polteilung gegeneinander, so entsteht eine zweiphasige Wicklung. In den Fig. 64, 65 und 66 sind Einlochwicklungen dargestellt.

Das vollständige Schema einer sechspoligen Zweilochwicklung mit in die Papierebene umgeklappten Spulen gibt Fig. 67.

Bei großen Maschinen wird die Armatur aus zwei oder mehr Teilen hergestellt. Es ist für die Montage bequem, wenn die

Trennungsfuge durch keine Spule überdeckt wird, sonst ist man genötigt, bei Lochwicklungen diejenige Spule, welche die Fuge

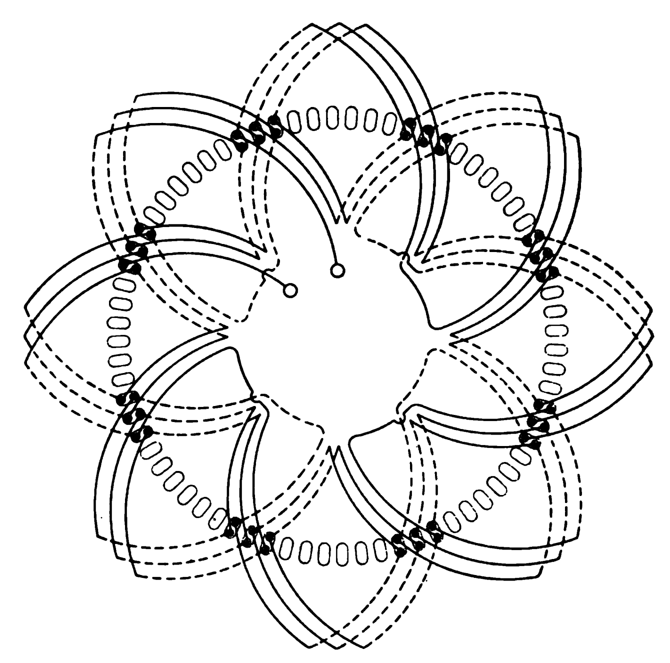


Fig. 63. Achtpolige einphasige Spulen-Stabwicklung mit neun Löchern pro Pol, wovon drei bewickelt.

überdeckt, nach der Montage der Maschine zu wickeln oder die offenen Nuten in diese einzulegen.

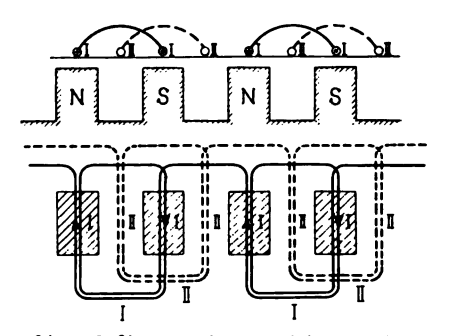


Fig. 64 und 65. Zweiphasen-Einlochwicklung.

Bei Zweiphasenwicklungen kann man, wenn die **halbe Polzahl** p gerade ist, stets freie Trennungsfugen erhalten.

Drei verschiedene Anordnungen der Spulenköpfe für eine achtpolige Zweilochwicklung mit freien Trennungsfugen geben die

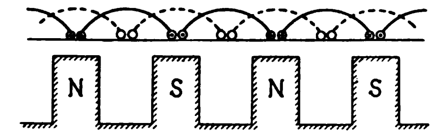


Fig. 66. Zweiphasen-Einlochwicklung mit gleichmäßig verteilten Spulenköpfen.

Fig. 68 und 69. In Fig. 68[1]) sind auf der unteren Armaturhälfte die Spulenköpfe *a* und *b* nach innen gebogen.

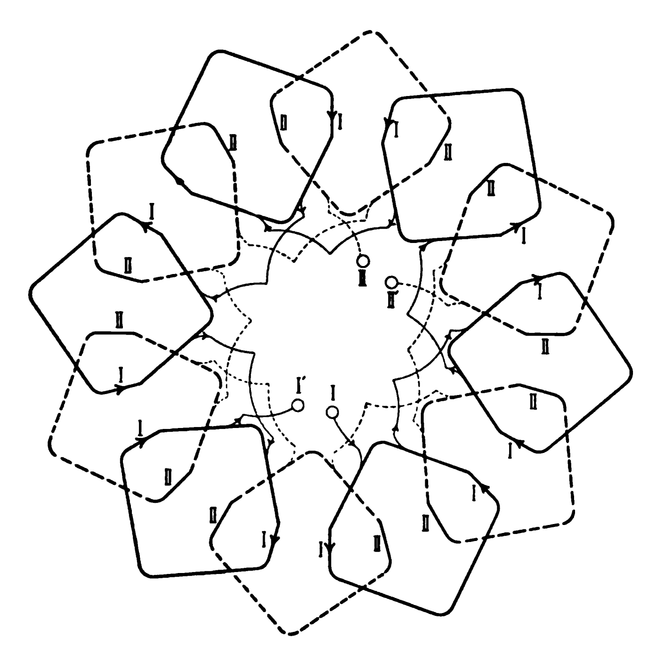


Fig. 67. Sechspolige Zweiphasenwicklung mit zwei Löchern pro Pol und Phase und Einlochspulen.

Bei Stabwicklungen wird eine gleichmäßige Verteilung der Stabverbindungen erreicht, wenn man die eine Hälfte dieser Verbindungen pro Pol und Phase zum vorbeigehenden und die andere Hälfte zum folgenden Pole führt, wie Fig. 70 zeigt.

Eine vollständige zweiphasige, achtpolige Schleifenwicklung ist in Fig. 71 dargestellt.

---

[1]) Es ist nur eine Seite der Wicklung dargestellt.

c) Dreiphasige Spulenwicklungen.

Bei den dreiphasigen Wicklungen müssen wir kurze und lange Spulen unterscheiden; die Weite der kurzen Spulen ist $\frac{2}{3}\tau$ und die Weite der langen Spulen gleich τ.

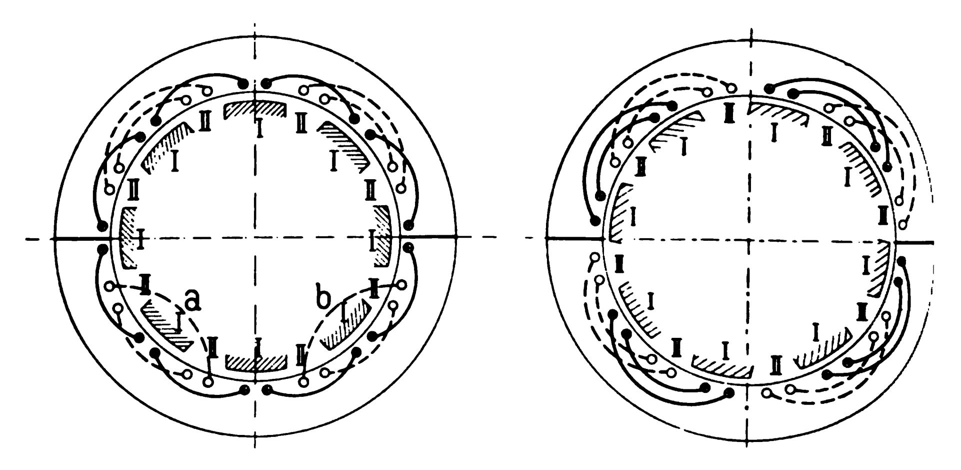


Fig. 68 und 69. Achtpolige zweiphasige Zweilochwicklung mit freien Teilfugen.

In den Fig. 72 und 74 sind Wicklungen mit kurzen Spulen dargestellt. Die momentane Lage der Spulen gegenüber den Polen entspricht der Lage der Zeitlinie B_1 B_2 im Vektordiagramm, Fig. 73,

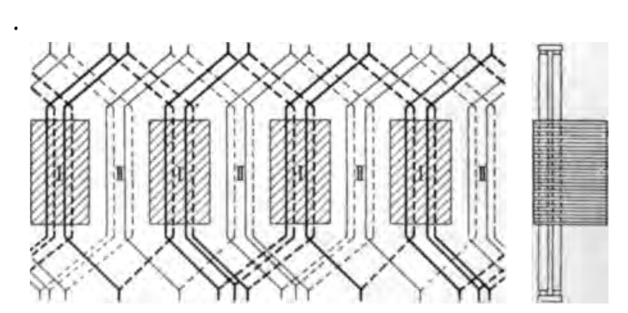


Fig. 70. Zweiphasige Zweiloch-Stabwicklung mit zwei übereinander liegenden Stäben.

die in Spule II induzierte EMK ist Null, die in Spule III nähert sich dem Maximum und die in Spule I dem Werte Null. — Diese Wicklungsart hat den Vorzug, daß die Spulen der drei Phasen sich nicht kreuzen, jedoch den großen Nachteil, daß die Kurve der

EMK stark von der Sinusform abweicht und die Windungsfläche einer Spule nicht den ganzen Kraftfluß pro Pol umfaßt.

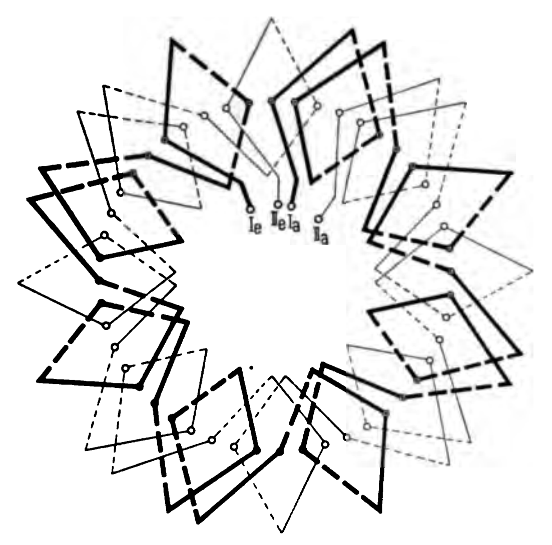


Fig. 71. Zweiphasige, achtpolige Schleifenwicklung.

Einlochwicklungen mit langen Spulen und verschiedener Anordnung der Spulenköpfe geben die Fig. 75, 76 und 77. Die

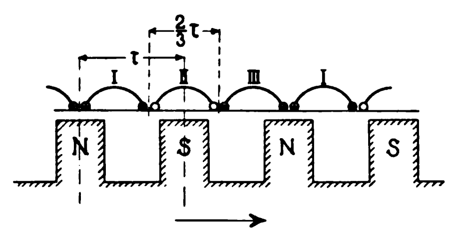


Fig. 72. Dreiphasenwicklung mit kurzen (ungekreuzten) Spulen.

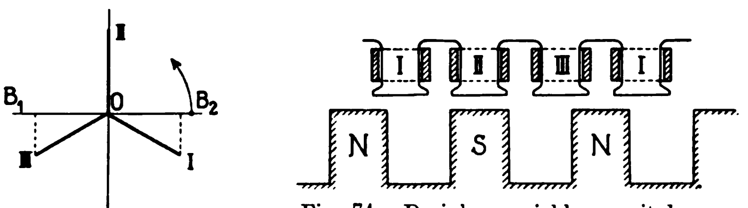


Fig. 73. Vektordiagramm.

Fig. 74. Dreiphasenwicklung mit kurzen (ungekreuzten) Spulen.

Schemas Fig. 75 und 76 können wir aus drei Einphasenwicklungen, die um $^1/_3$ bezw. $^2/_3$ einer Polteilung verschoben sind, entstanden

denken, und Fig. 77, in der keine Spulenkreuzungen mehr vorhanden sind, entsteht aus Fig. 76 durch Weglassung jeder zweiten Spule. — Für Sternschaltung bilden je drei Spulenenden, I, II, III, die um $^2/_3$ einer Polteilung oder ein ganzes Vielfaches von-

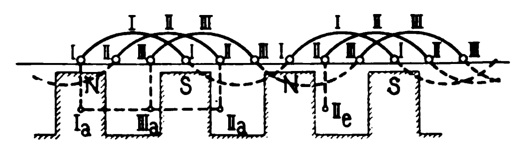


Fig. 75. Dreiphasenwicklung mit langen gekreuzten Spulen.

einander entfernt sind, die Klemmen oder den neutralen Punkt der Wicklung.

Bei der Anordnung der Spulen kann entweder auf die Freihaltung von Trennungsfugen oder auf eine gleichmäßige Verteilung

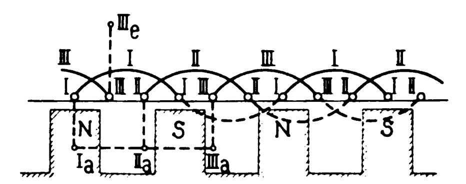


Fig. 76. Dreiphasenwicklung mit langen gekreuzten Spulen.

der Spulenköpfe und eine bequeme Ausführung der Querverbindungen der Spulen Rücksicht genommen werden.

Ist die halbe Polzahl gerade und werden die Spulen wie in Fig. 75 angeordnet, so ist, wie die Fig. 78 und 79 zeigen, die

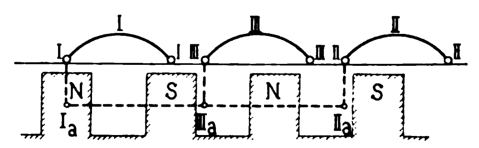


Fig. 77. Dreiphasenwicklung mit langen ungekreuzten Spulen.

Armatur auf dem Durchmesser teilbar, ohne daß eine Spule geschnitten wird. Die Spulenköpfe können, wie in Fig 78, alle in gleicher Form nach außen abgebogen werden; sie kommen dann entweder in drei Ebenen zu liegen (Fig. 78, Spulen *A*), oder man macht die eine Seite jeder Spule länger als die andere und läßt die Spulenköpfe in schrägem Bogen verlaufen (Fig. 78, Spulen *B*). Bei letzterer Anordnung erhalten alle Spulen vollständig gleiche

m.

Die von der Wicklung beanspruchte Länge wird kleiner, wenn man den mittleren Spulenkopf längs einer Sehne, oder wie in Fig. 79,

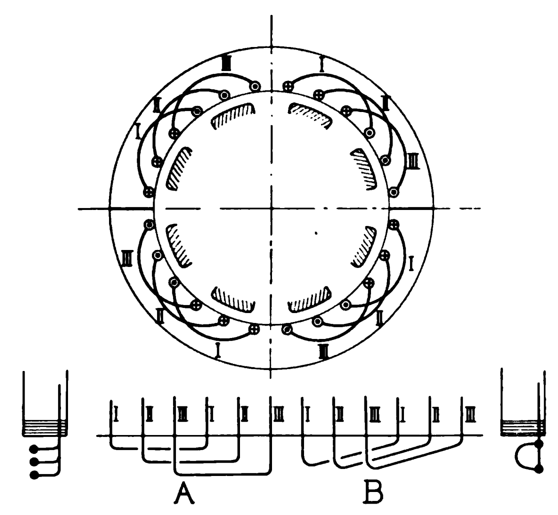


Fig. 78. Dreiphasenwicklung mit verschieden gebogenen Spulenköpfen.

längs einem nach innen gekrümmten Bogen wickelt; die Spulenköpfe liegen dann in zwei oder drei Ebenen.

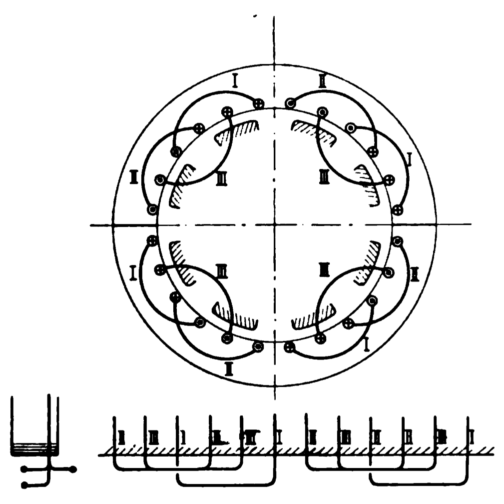


Fig. 79. Dreiphasenwicklung mit verschieden gebogenen Spulenköpfen.

Verteilt man die Spulen nach dem Schema Fig. 76, so entstehen die Wicklungen Fig. 80 und 81. Im ersten Falle (Fig. 80)

erhalten wir kurze und lange Spulenseiten, und die Spulenköpfe liegen in zwei Ebenen. Im letzteren Falle (Fig. 81) stehen die Spulen-

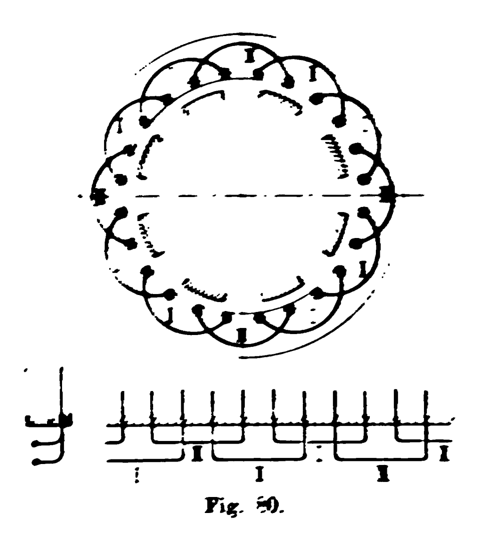


Fig. 80.

köpfe schräg, und die Spulen sind alle einander gleich. Bei hohen Spannungen hat diese Wicklung den Vorzug, daß abwechselnd lange und kurze Isolierrohre aufeinander folgen.

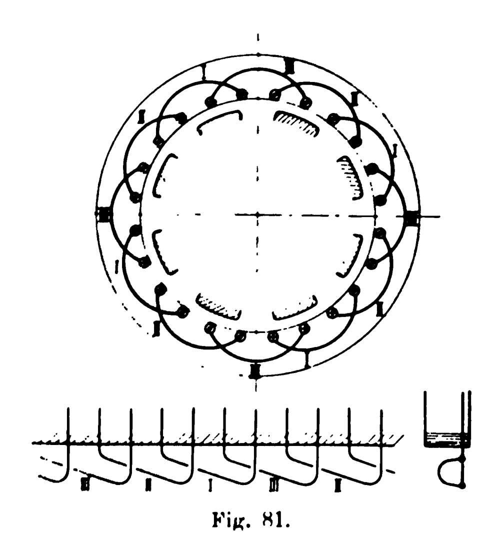


Fig. 81.

Es kann auch die Hälfte der Spulenköpfe nach einer Sehne oder einem zentrischen Bogen gewickelt oder nach innen abge-

bogen werden, wir erhalten dann die Wicklungen Fig. 82a und 82b. In Fig. 82a liegen alle Spulenköpfe in einer Ebene; jede Kreuzung

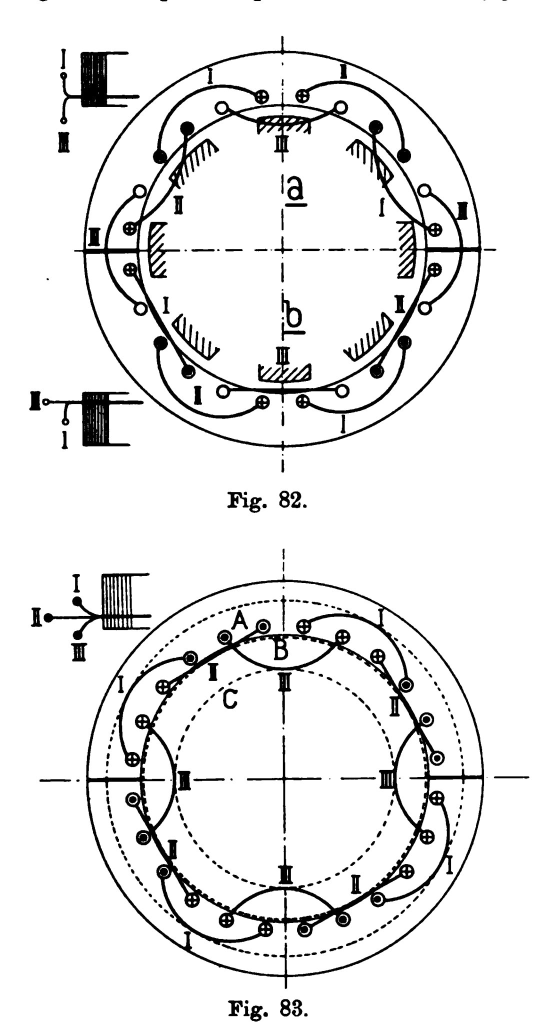


Fig. 82.

Fig. 83.

Fig. 82 und 83. Dreiphasige Einlochwicklungen mit verschieden abgebogenen Spulenköpfen.

der Spulen ist vermieden, und in axialer Richtung erhält die Wicklung geringste Länge. Um das Magnetrad in die Armatur einbringen zu können, muß letztere in der Horizontalen geteilt sein.

Bei sehr hohen Spannungen ist es zweckmäßig, die Spulenköpfe nach dem Schema (Fig. 83) zu wickeln. Diejenigen der Phase I sind nach außen, diejenigen der Phase III nach innen ab-

gebogen und die der Phase II längs einer Sehne geführt, man erreicht dadurch wie im Schema Fig. 82a einen großen Abstand zwischen den Spulenköpfen, aber außerdem noch eine sehr zweckmäßige Lage der Querverbindungen der Spulen. Diese liegen für jede Phase getrennt auf drei punktiert gezeichneten Kreisen, *A*, *B*, *C* in großer Entfernung voneinander und von den Spulen der anderen Phasen.

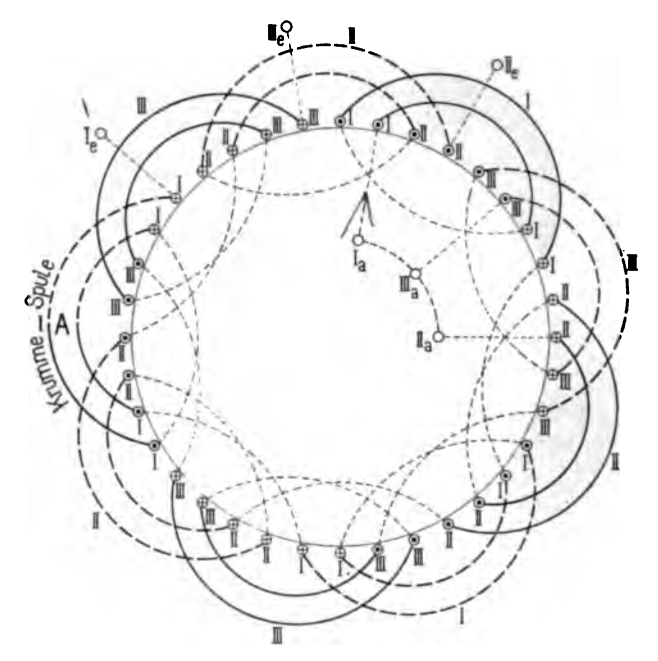


Fig. 84. Sechspolige, dreiphasige Zweilochspulenwicklung.

Die von Brown, Boveri & Co. ausgeführten 15000 Volt Drehstrommaschinen der Anlage Paderno-Mailand haben solche Wicklungen.

Die angegebenen Anordnungen der Spulen gelten auch für Mehrlochwicklungen.

Das vollständige Schema einer sechspoligen ($p = 3$) Zweiloch-Spulenwicklung gibt Fig. 84.[1]) Die drei Phasen sind nach Schema Fig. 80 gewickelt und in Sternschaltung verbunden. Ist p ungerade, so liegt die eine Hälfte des Kopfes einer Spule in der vorderen und die andere Hälfte in der hinteren Ebene; man nennt

[1]) Es ist nur eine Seite der Wicklung dargestellt. Die Verbindungen der einzelnen Spulen sind der Deutlichkeit halber nach innen verlegt.

die betreffende Spule die **krumme Spule**. In Fig. 84 ist es die Spule *A*. —

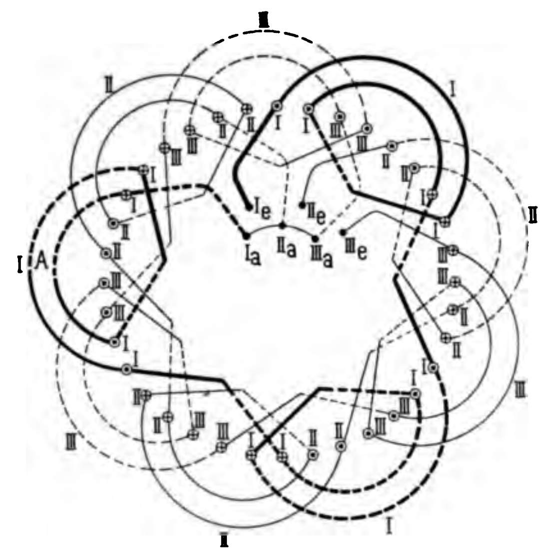


Fig. 85. Sechspolige Spulenstabwicklung mit Verbindungsbügeln auf der einen und Verbindungsgabeln auf der anderen Stirnseite.

Einige dreiphasige **Spulen-Stabwicklungen** stellen die Fig. 85 und 86 dar. An Fig. 85 ist bemerkenswert, daß die Stäbe

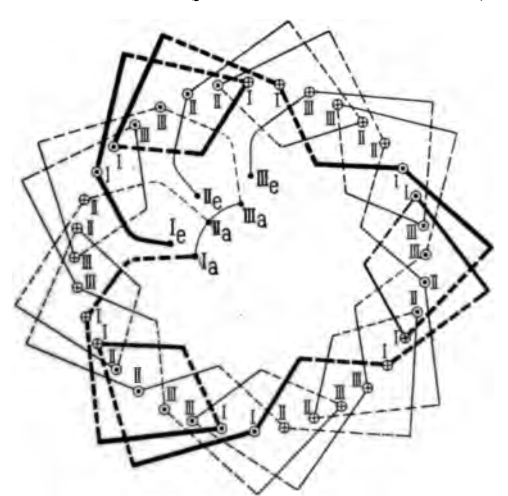


Fig. 86. Sechspolige Zweiloch-Spulenstabwicklung mit Verbindungsgabeln.

auf der einen Seite (außen) durch Bügel und auf der anderen Seite innen durch Gabeln verbunden sind. Die Bügel *A* sind ab-

gekröpft und liegen zur Hälfte in der einen, zur Hälfte in der andern Ebene.

Fig. 86 gibt eine Spulenwicklung, bei der die Querverbindungen der Stäbe auf beiden Seiten (bezw. innen und außen im Schema) aus Gabeln bestehen.

Bei allen bisher beschriebenen Dreiphasenwicklungen war die Lochzahl pro Pol und Phase q eine ganze Zahl. Dies ist jedoch nicht unbedingt notwendig, sondern man kann z. B. auch für q ein Vielfaches von $\frac{1}{2}$ wählen. In Fig. 87 ist eine Wicklung mit $2\frac{1}{2}$ Löchern pro Pol und Phase dargestellt. Die Spulenköpfe der einzelnen Phasen sind wie in Fig. 83 angeordnet. Pro Polpaar sind $6 \cdot 2\frac{1}{2} = 15$ Löcher vorhanden, und die einzelnen Phasen sind so über diese verteilt, daß jede abwechselnd bei einem Polpaar zwei und beim folgenden drei Löcher einnimmt.[1])

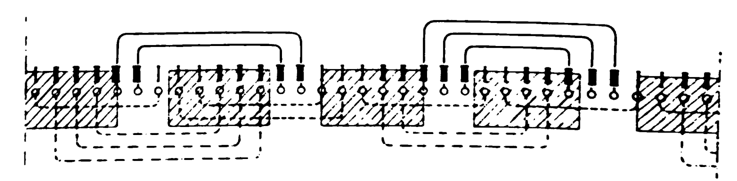


Fig. 87. Spulenwicklung mit $2^1/_2$ Löchern pro Pol und Phase.

Wählt man die Spulenzahl um eins oder zwei größer oder kleiner als die Polzahl, so entstehen die sogenannten schleichenden Wicklungen.

Eine derartige Wicklung ist von v. Dolivo-Dobrowolsky angegeben werden. Die Spulen der drei Phasen sind nicht über den ganzen Umfang der Armatur verteilt, sondern folgen, wie in Fig. 88 dargestellt ist, direkt aufeinander. Die Armatur ist also eine Aneinanderreihung von drei Einphasenarmaturen. Die Spulenzahl wird gleich $2p \pm 1$ gewählt und muß natürlich eine durch m teilbare Zahl sein. Der Spulenabstand wird also

$$\tau' = \frac{2p\tau}{2p \pm 1},$$

und jede Phase nimmt am Umfang einen Raum

$$\frac{2p\tau}{m} = \frac{(2p \pm 1)}{m} \cdot \tau \pm \frac{\tau}{m}$$

[1]) Die dargestellte Wicklung wurde von der Firma Ganz & Co. bei einem 1200 KVA.-Generator für 2200 Volt angewandt, der auf der Weltausstellung Paris 1900 ausgestellt war.

ein. Da $\frac{2p \pm 1}{m}$ immer eine ganze Zahl sein muß, wird also durch die Anordnung die richtige Phasenverschiebung $\frac{\tau}{m}$ erreicht. In Bezug auf die induzierte EMK ist die Wicklung gleichwertig mit einer gewöhnlichen Spulenwicklung von der Spulenbreite $S = \frac{\tau}{3}$. Die getrennte Anordnung der einzelnen Phasen hat Vorteile bei hoher Spannung; sie ist jedoch in bezug auf die Ankerrückwirkung

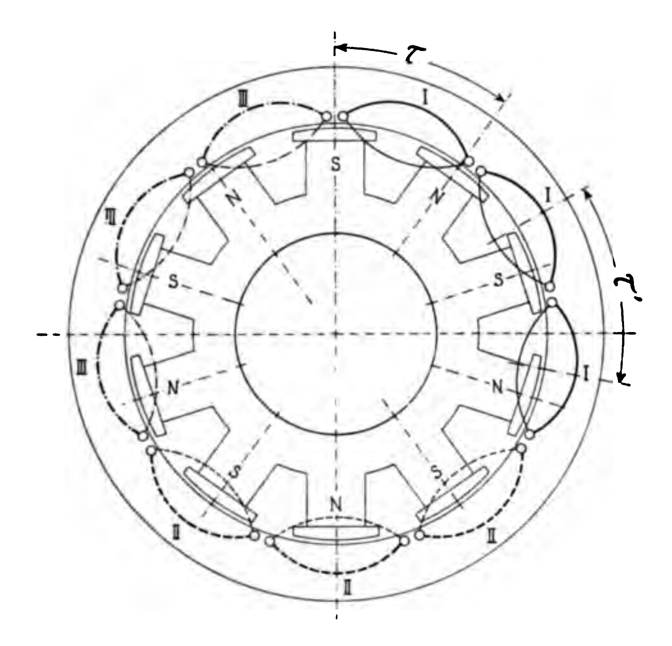


Fig. 88. Schleichende Wicklung von v. Dolivo-Dobrowolsky.

ungünstig, da die Armatur sich wie eine Einphasenwicklung verhält. Ferner wird bei Unsymmetrien im Felde die Spannung der einzelnen Phasen ungleich und schwankt periodisch. Die Maschinen brummen dann, und es können sogar Lichtschwankungen auftreten, die den Betrieb unmöglich machen. Die Anwendung dieser an sich interessanten Wicklungsanordnung kann daher nicht empfohlen werden.

Eine schleichende Wicklung für kombinierte Dreieck- und Sternschaltung erhält man, wenn man nach Hobart die Polpaarzahl

$$2p = a(2m \pm 1)$$

und die gesamte Spulenzahl gleich $2am$ wählt.[1]) In Fig. 89 ist eine derartige Wicklung mit 12 Spulen und 10 Polen dargestellt.

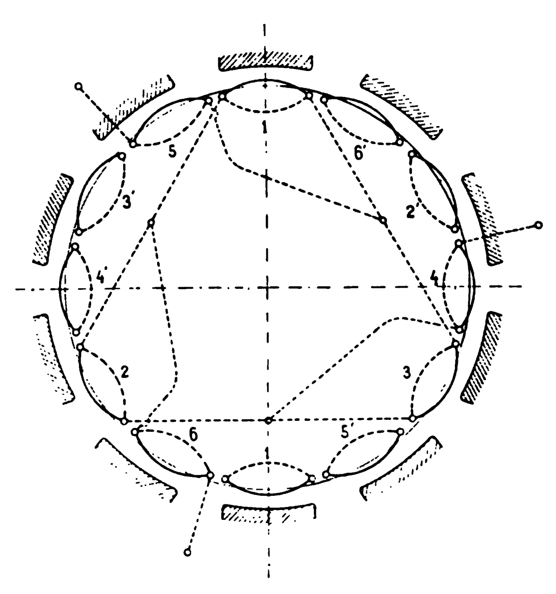


Fig. 89. Schleichende Wicklung von Hobart.

Der Deutlichkeit halber ist nur die Hälfte der Verbindungen eingezeichnet. Die Spulen 1, 3, 5 sind in Dreieck und die Spulen 2, 4, 6 in Stern geschaltet. Dreieck- und Sternspulen wechseln also am Umfange miteinander ab.

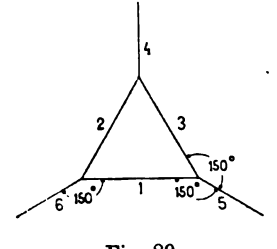


Fig. 89a.

Der Spulenabstand beträgt

$$\frac{2p\tau}{2am} = \frac{2m+1}{2m}\tau;$$

die Phasenverschiebung zweier aufeinanderfolgender Spulen wird also

$$\frac{2m+1}{2m}\pi$$

Phasengrade. Im vorliegenden Falle wird sie 150°, so daß wir, wie Fig. 89a zeigt, ein vollständig symmetrisches System erhalten. Diese Wicklung hat in Bezug auf die Ankerrückwirkung die gleichen Nachteile wie die in Fig. 88 dargestellte.

[1]) Engl. Pat. 1897. 30264 H. M. Hobart.

7. Die umlaufenden Wicklungen.

Für Stabwicklungen, besonders wenn die Stäbe in den Nuten übereinander liegen, eignet sich die umlaufende Wicklung besser als die Spulenwicklung, weil keine besonderen Querverbindungen erforderlich sind. Ist die Zahl der Stäbe pro Pol und Phase gleich u_p, so macht die Wicklung einer Phase u_p Umläufe. — D i e u m l a u f e n d e W i c k l u n g k o m m t i n s b e s o n d e r e f ü r n i e d e r e S p a n n u n g e n i n B e t r a c h t, bei hohen Spannungen würde entweder die Zahl der Umläufe oder die Spannung zwischen benachbarten Drähten einer Phase zu groß.

Die umlaufende Wicklung kann entweder mit ungleichen Wicklungsschritten und Verbindungsbogen oder mit gleichen Wicklungsschritten und Verbindungsgabeln ausgeführt werden.

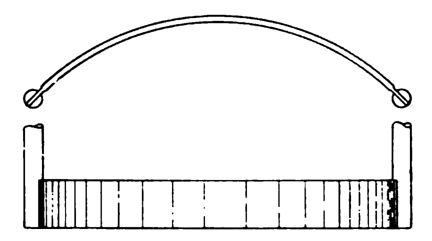


Fig. 90. Verbindungsbogen aus Kupferband.

Anstatt Verbindungsbogen oder -Gabeln anzuwenden, ist es auch möglich, die Stäbe in die Form der Windung zu biegen, so daß besondere Verbindungsstücke nicht nötig sind. Siehe z. B. Fig. 304 u. 305.

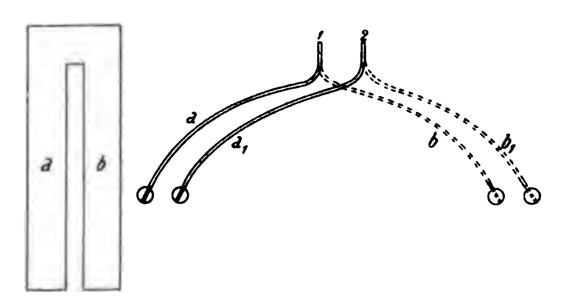


Fig. 91. Verbindungsgabel.

Der Verbindungsbogen besteht (Fig. 90) aus einem Kupferband, das an seinen Enden mit den zu verbindenden Stäben verlötet wird. Die Verbindungsgabel hat zwei Schenkel a und b (Fig. 91), diese

werden seitlich entsprechend dem Wicklungsschritt auseinandergebogen und mit den Stäben verbunden.

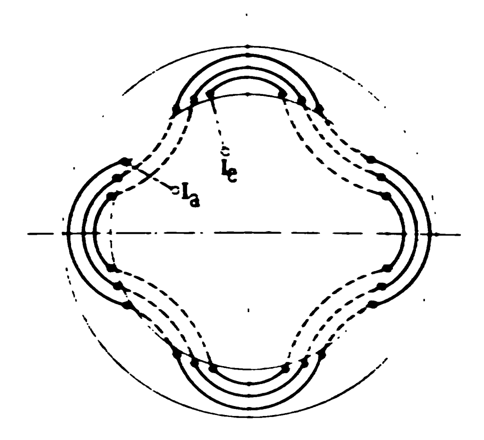


Fig. 92. Achtpolige umlaufende einphasige Dreilochwicklung.

Die Schenkel *a* und *b* liegen nun in verschiedenen Ebenen, so daß bei einer Kreuzung eine Berührung der Schenkel *a* und *b* nicht stattfindet.

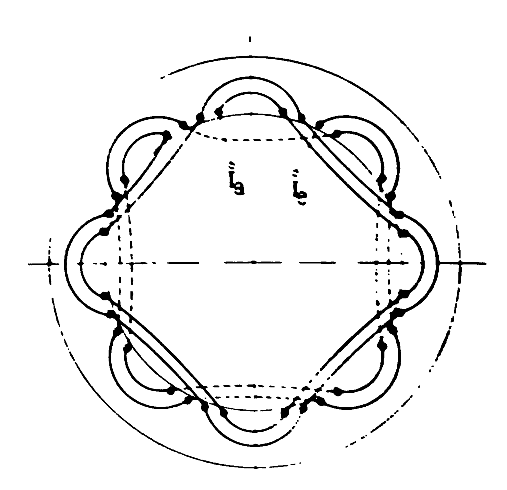
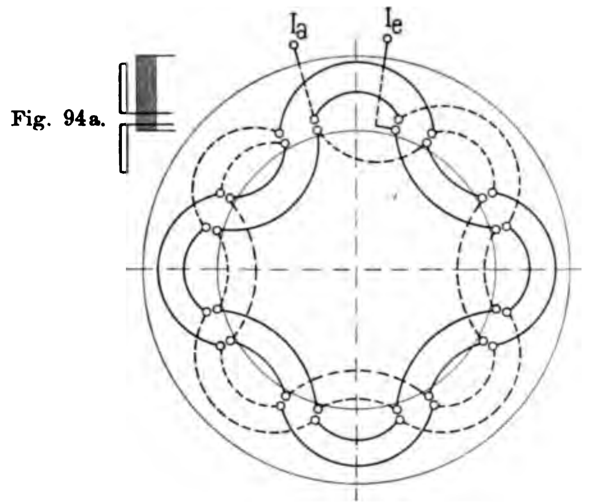


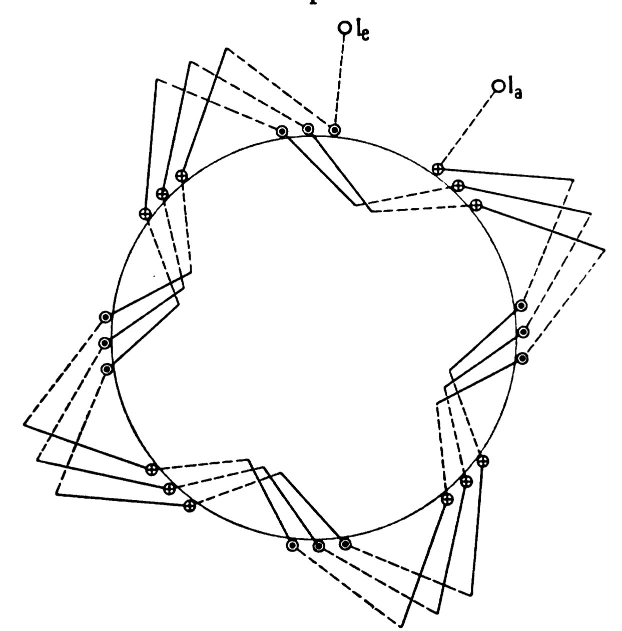
Fig. 93. Achtpolige umlaufende einphasige Vierlochwicklung mit gleichmäßig verteilten Verbindungen.

Umlaufende Einphasenwicklungen. Die Fig. 92 bis 94 ellen Stabwicklungen mit Verbindungsbogen dar. Im Schema 93

en wir auf einer Seite der Armatur nur kurze, auf der andern
e nur lange Verbindungsbogen. In Fig. 94[1]) sind die Stäbe in



94. Achtpolige umlaufende Zweilochwicklung mit zwei übereinanderliegenden Stäben pro Nut.



g. 95. Achtpolige umlaufende Dreilochwicklung mit Verbindungsgabeln.

[1]) In dieser Figur sind ausnahmsweise die nach außen abgebogenen bindungen nach außen und die nach innen abgebogenen nach innen

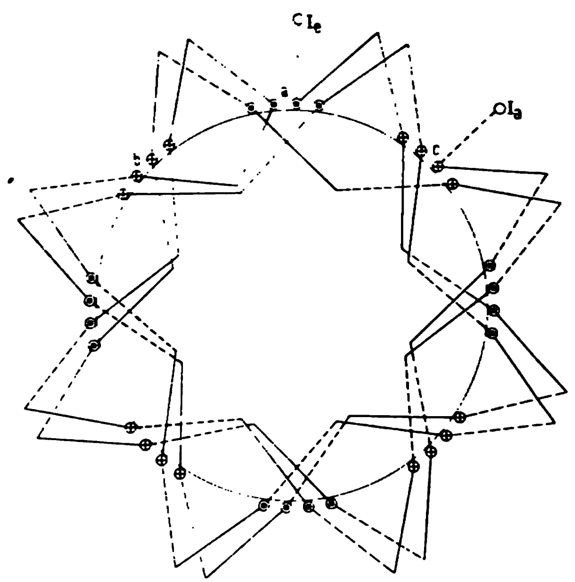


Fig. 96. Umlaufende Vierlochwicklung mit Umkehrung des Wicklungslaufes.

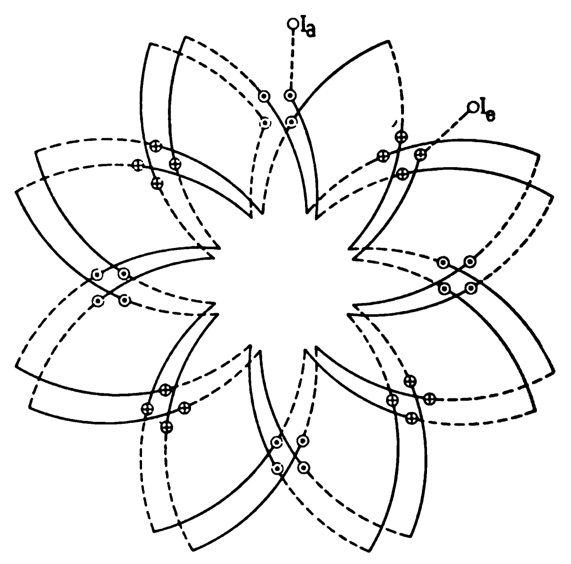


Fig. 97. Umlaufende Wicklung mit zwei Stäben pro Nut.

zwei Lagen übereinander und die Verbindungsbogen wie in **Fig. 94a** in einer Ebene angeordnet. Macht man die **äußeren und inneren**

gezeichnet. Die beiden Seiten der Wicklung sind durch **ausgezogene und gestrichelte** Linien unterschieden.

Stäbe verschieden lang, so können alle Verbindungsbogen nach außen oder innen gelegt und in zwei Ebenen angeordnet werden.

Ersetzen wir die Verbindungsbogen durch Verbindungsgabeln, so entstehen die Fig. 95 bis 97. Die Stäbe stehen über das Armatureisen mit verschiedener Länge vor, so daß stets ein langer Stab mit einem kurzen Stab verbunden ist.

Wenn wir in Fig. 96 zwei Umläufe gemacht haben, können wir anstatt von *a* nach *c* in demselben Sinne oder von *a* nach *b*

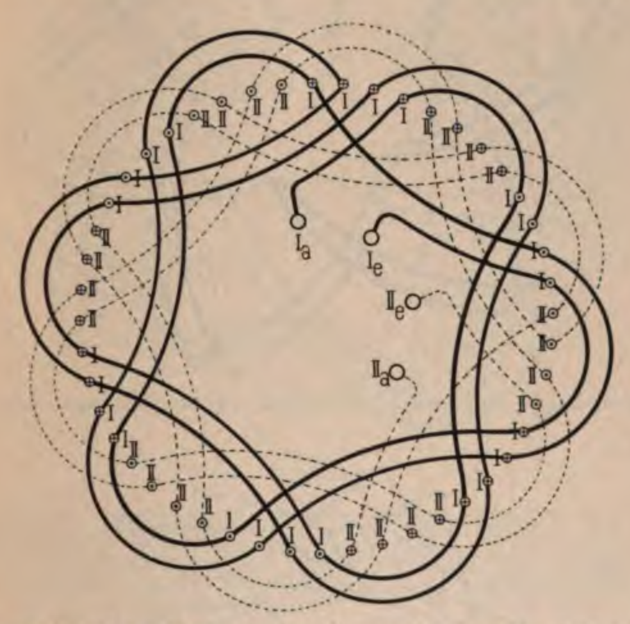


Fig. 98. Sechspolige umlaufende Zweiphasenwicklung mit vier Löchern pro Pol und Phase und Verbindungsbogen.

in entgegengesetztem Sinne weiter schreiten. Die Umkehrung des Wicklungslaufes ergibt eine gleichmäßigere Verteilung der Spulenköpfe.

In Fig. 97 liegen zwei Stäbe übereinander, und es ist auch hier von der Umkehrung des Wicklungslaufes Gebrauch gemacht.

Umlaufende Zweiphasenwicklungen. Eine Wicklung mit vier Löchern pro Pol und Phase und Verbindungsbogen stellt Fig. 98 dar. Sie entspricht der Verdoppelung des Schemas Fig. 93.

Führen wir diese Wicklung mit Verbindungsgabeln aus und machen ebenso wie in Fig. 98 von der Umkehrung des Wicklungslaufes Gebrauch, so entsteht das Schema Fig. 99, das eine schöne Verteilung der Gabeln aufweist. —

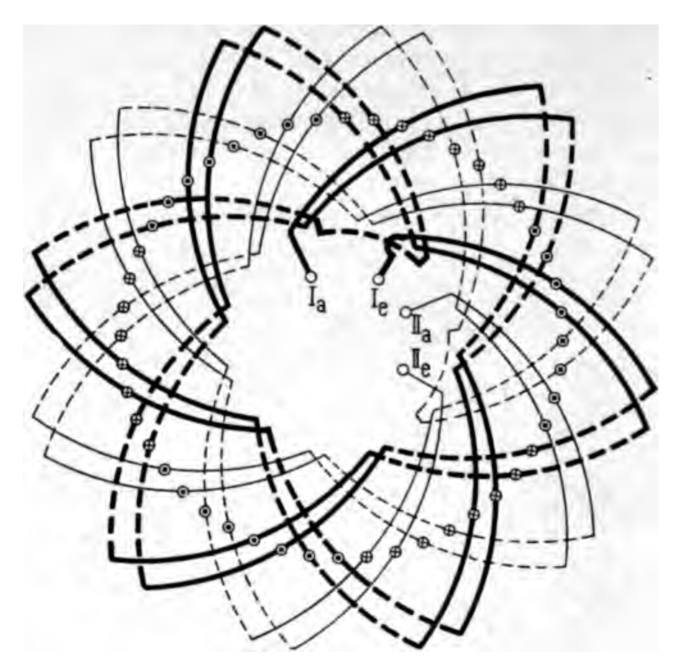


Fig. 99. Zweiphasige, umlaufende Vierloch-Stabwicklung mit Verbindungsgabe

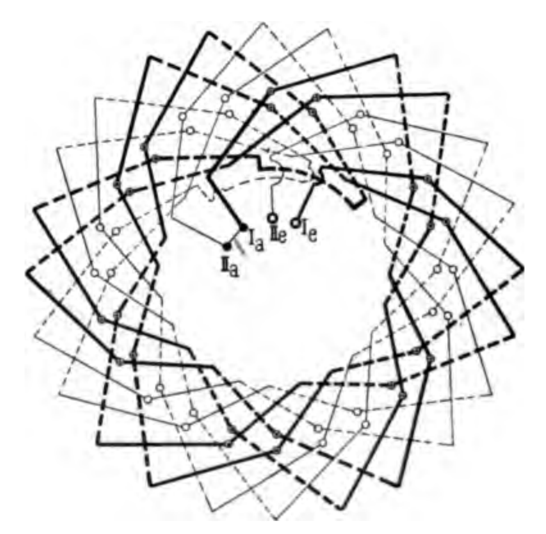


Fig. 100. Umlaufende, zweiphasige Zweilochwicklung mit zwei Stäben pro Loc

Liegen die Stäbe in zwei Ebenen übereinander, so wählt m am besten Verbindungsgabeln, wie Fig. 100 zeigt.

Wir haben in diesem Schema 6 Pole und 4 Stäbe pro Pol und Phase. Gehen wir von Ia aus, so kehrt sich nach zwei Umläufen

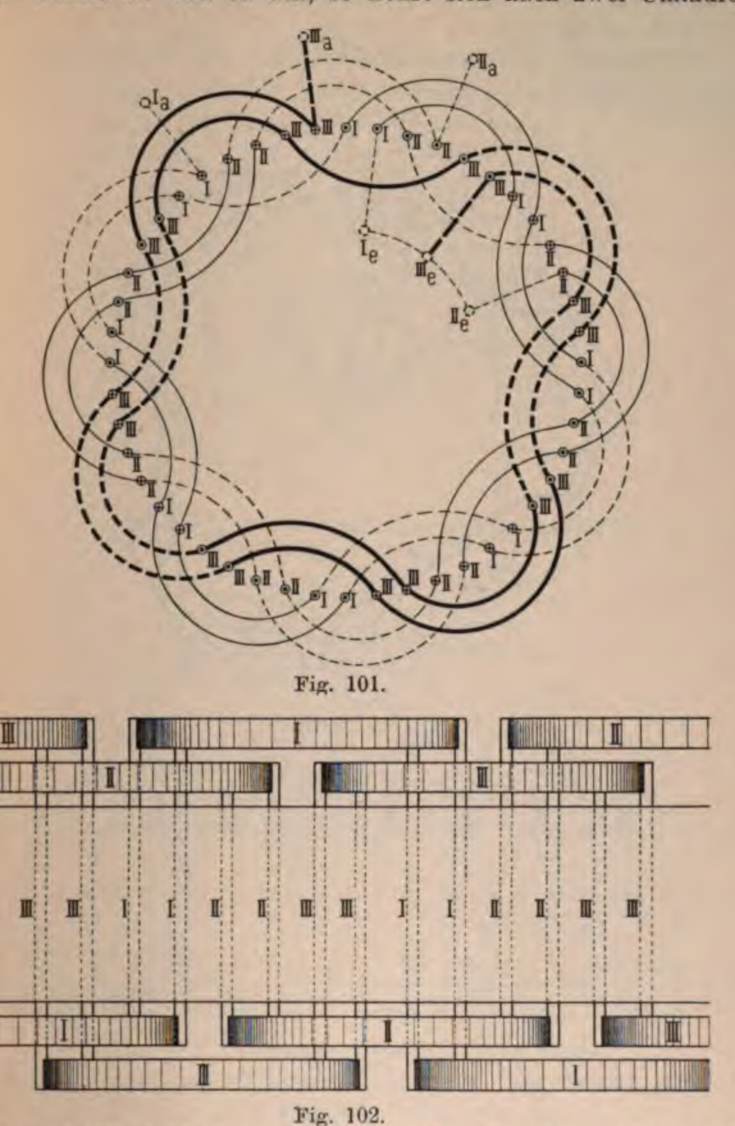


Fig. 101.

Fig. 102.

Fig. 101 und 102. Achtpolige umlaufende Zweiloch-Dreiphasenwicklung mit Verbindungsbogen.

der Lauf der Wicklung um, damit eine möglichst gleichmäßige Verteilung der Verbindungsgabeln erhalten wird. Denken wir uns dieses Schema derart verdoppelt, daß vier Stäbe in einer Nut

übereinander liegen, so bekommen wir auf jeder Seite der Armatur zwei Systeme von Verbindungsgabeln, deren Zweige in vier Ebenen liegen.

Umlaufende Dreiphasenwicklungen. Das Schema einer achtpoligen Zweiloch-Dreiphasenwicklung und die Lage der Verbin-

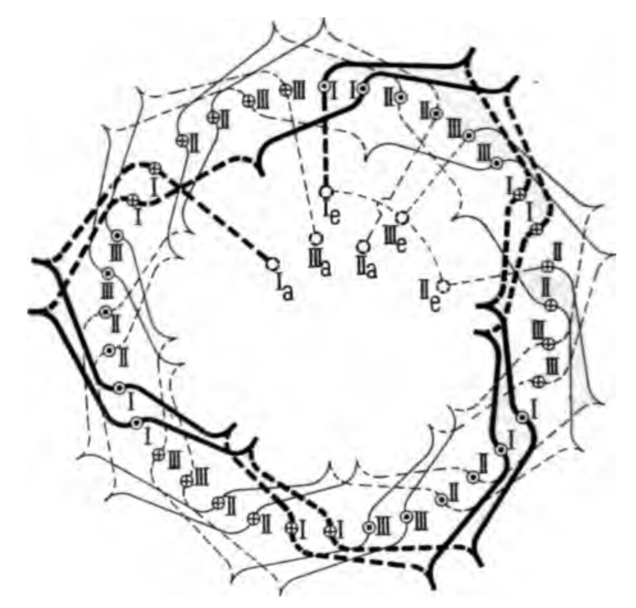


Fig. 103.

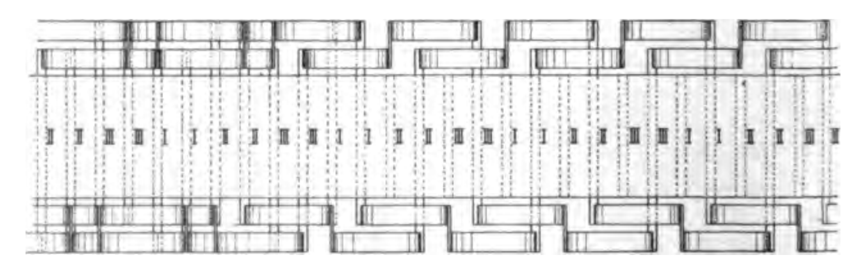


Fig. 104.

Fig. 103 und 104. Umlaufende Zweiloch-Dreiphasenwicklung mit Verbindungsgabeln.

dungsbogen im Grundriß sind in Fig. 101 und 102 gezeichnet. Wie aus dem Grundriß ersichtlich ist, haben die Stäbe ungleiche Längen.

Dieselbe Wicklung ist in Fig. 103 und 104 mit Verbindungsgabeln dargestellt, hier können alle Stäbe eine gleiche Länge bekommen.

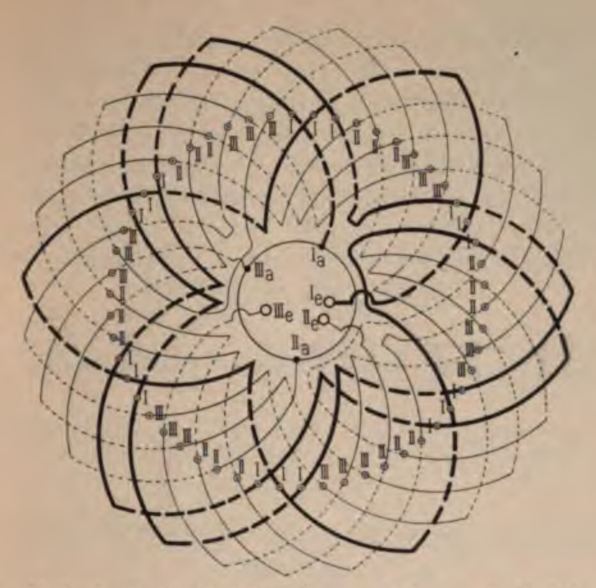
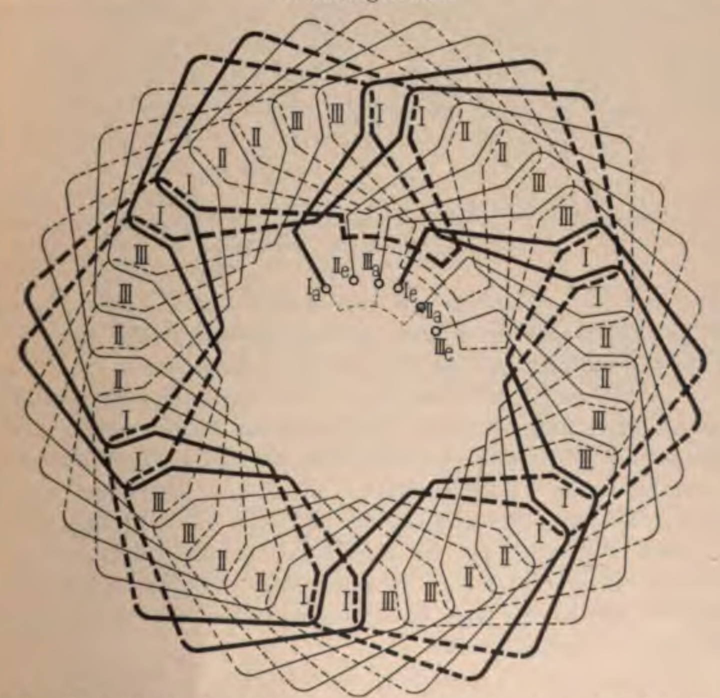


Fig. 105. Umlaufende Dreiloch-Dreiphasenwicklung mit Umkehrung des Wicklungslaufes.



106. Umlaufende Zweiloch-Dreiphasenwicklung mit zwei Stäben pro Nut und Umkehr des Wicklungslaufes.

Eine vollkommen gleichmäßige Verteilung der Verbindungsgabeln wird erhalten, wenn wir, wie im Schema Fig. 105 jede Phase zum Teil rechtsgängig und zum Teil linksgängig ausführen.

Haben wir zwei übereinander liegende Stäbe pro Nut, so läßt sich die Wicklung ebenfalls mit ganz gleichmäßig verteilten Verbindungsgabeln in zwei Ebenen ausführen, indem wir alle Stäbe einer Lage nach rechts und die anderen nach links abbiegen. Fig. 106 stellt ein solches Schema dar, die punktierten Stäbe bilden

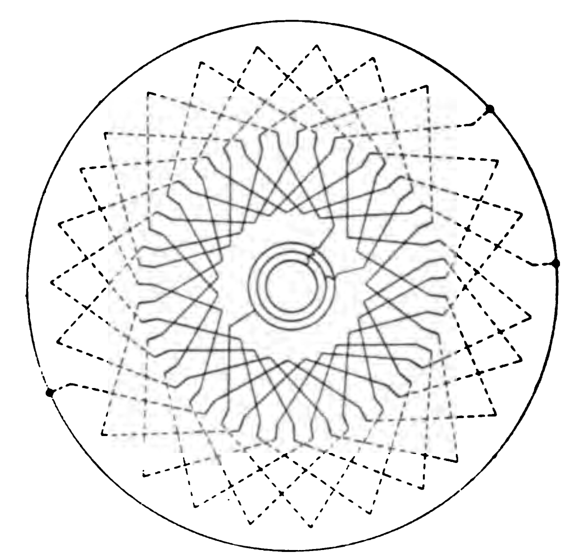


Fig. 107. Sechspolige dreiphasige Wicklung für die Rotoren von Asynchronmotoren. 17 Stäbe pro Phase.

die eine und die ausgezogenen die andere Lage. Eine Phase ist durch besonders starke Linien hervorgehoben. Die Umkehr im Laufe der Wicklung erfolgt nach zwei Umgängen.

Bei asynchronen Motoren ist es oft erwünscht, die Nutenzahl der sekundären und primären Wicklung derart zu wählen, daß das Verhältnis derselben kein ganzzahliges wird. Da die primäre Wicklung meistens eine Spulenwicklung ist, deren Nutenzahl ein Vielfaches der Polzahl darstellt, so können wir die gestellte Aufgabe lösen, wenn wir sekundär die Nutenzahl entsprechend wählen. In Fig. 107 ist eine sechspolige dreiphasige Wicklung mit 51 Stäben dargestellt, wir haben also 17 Stäbe pro Phase, die etwas ungleich auf die 6 Pole verteilt sind.

Drittes Kapitel.

Die unveränderten Gleichstromwicklungen.

8. Die Wicklungsformeln der geschlossenen Gleichstromwicklungen.

Jede Gleichstromwicklung läßt sich als Ein- oder Mehrphasenwicklung verwenden; wir haben nur diejenigen Knotenpunkte der Wicklung, welche den geforderten Phasendifferenzen entsprechen, aufzusuchen und mit Schleifringen zu verbinden. Die unveränderte Gleichstromwicklung kommt hauptsächlich bei Umformern, wo dieselbe Wicklung für die Erzeugung oder Aufnahme von Gleich- und Wechselstrom dient, in Betracht.

Die Gleichstromwicklungen werden eingeteilt in

1. Spiralwicklungen,
2. Schleifenwicklungen,
3. Wellenwicklungen.

Wir werden uns hauptsächlich mit den beiden letzten Gruppen befassen, da die Spiral- oder Ringwicklung nur sehr selten angewandt wird.

Die für die gebräuchlichen Schleifenwicklungen mit $a = p$ gültigen Schaltungsformeln lauten:[1])

$$\left.\begin{aligned} y_1 &= \frac{s \pm b}{2p} \pm 2 \\ y_2 &= \frac{s \pm b}{2p} \end{aligned}\right\} \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (1)$$

---

[1]) Siehe E. Arnold, Die Gleichstrommaschine, Jul. Springer, Berlin 1902, oder E. Arnold, Die Ankerwicklungen und Ankerkonstruktionen, Jul. Springer, Berlin 1899, wo die Gleichstromwicklungen besonders behandelt sind.

$$K = \frac{s}{2}$$

$$y = y_1 - y_2 = \pm 2$$

$$y_k = \frac{y_1 - y_2}{2} = \pm 1 \quad \ldots \ldots \quad (2)$$

Die Schaltungsregeln der **Wellenwicklungen** sind

$$y = y_1 + y_2 = \frac{s \pm 2a}{p} \quad \ldots \ldots \quad (3)$$

$$y_k = \frac{y_1 + y_2}{2} = \frac{s \pm 2a}{2p} = \frac{K \pm a}{p} \quad \ldots \quad (4)$$

$$K = \frac{s}{2}.$$

Hierin bedeuten:

p die halbe Polzahl,

a die halbe Anzahl der Ankerstromzweige, bezw. die Anzahl der Stromzweige pro Phase,

s die Zahl der induzierten Spulenseiten oder die Stabzahl bei Stabwicklungen,

b eine ganze Zahl, welche $\frac{s \pm b}{2p}$ ganzzahlig und ungerade macht,

$K = \frac{s}{2}$ die Zahl der Knotenpunkte der Wicklung (bezw. die Zahl der Kollektorlamellen),

y_1 und y_2 die Teilschritte der Wicklung, oder die Zahl der Knotenpunktsteilungen, welche zwischen zwei zu verbindenden Drähten liegen,

y_1 und y_2 **müssen ungerade ganze Zahlen sein.**

y der resultierende Wicklungsschritt,

y_k der Kollektorschritt oder die Zahl der Kollektor- oder Knotenpunktsteilungen, welche zwischen zwei im Schema aufeinander folgenden Lamellen oder Knotenpunkten liegen.

Wollen wir einen m-phasigen Strom der Wicklung entnehmen oder in sie einführen, so müssen **je zwei aufeinander folgende Ankerstromzweige in m gleiche Teile geteilt werden.** Ein solcher Teilpunkt ist dann ein Anschlußpunkt für die m-phasige Wicklung und es **bedeutet dann m zugleich die Zahl der Schleifringe** oder die Zahl der Anschlußpunkte im zweipoligen Schema, d. h. es ist für Einphasenstrom $m = 2$, Dreiphasenstrom $m = 3$, Vierphasenstrom $m = 4$ und Sechsphasenstrom $m = 6$.

Die Erzeugung eines Zweiphasenstromes ergibt nach Fig. 109 eine Vierphasenschaltung und es ist daher auch in diesem Fall $m=4$.

Die Drähte einer Phase bedecken $\frac{2}{m}$ des Ankerumfanges, es ist somit für die unveränderten Gleichstromwicklungen allgemein

$$\frac{\text{Spulenbreite}}{\text{Polteilung}}=\frac{2}{m}.$$

Aus zwei Ankerstromzweigen einer Gleichstromwicklung entsteht nur je ein Stromzweig pro Phase einer Wechselstromwicklung, so daß für Mehrphasenstrom a die Anzahl der Stromzweige pro Phase wird.

Damit in der geschlossenen Wicklung keine inneren Ströme entstehen (abgesehen von den Strömen $3\cdot n$facher Ordnung, falls solche erzeugt werden, s. Seite 17), ist es erforderlich, daß die Drahtzahlen aller Phasen unter sich gleich sind, es muß also ganz allgemein die Stabzahl z pro Zweig und Phase

$$z=\frac{s}{m\cdot a}=\textbf{einer ganzen Zahl} \quad . \quad . \quad . \quad (5)$$

sein.

Wenn möglich soll $\frac{s}{m\cdot a}$ eine gerade Zahl oder $\frac{z}{2}=\frac{K}{ma}=\frac{s}{2\,ma}$ = einer ganzen Zahl sein, es liegen dann alle Verbindungen zu den Schleifringen auf derselben Seite des Ankers.

Aus Gleichung (4) folgt

$$y_k=\frac{m\cdot a\cdot z\pm 2a}{2p} \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (6)$$

wo m, a und z solche ganze Zahlen sein müssen, daß y_k ganzzahlig und $m\cdot a\cdot z$ eine gerade Zahl wird, denn $K=\frac{s}{2}=\frac{m\cdot a\cdot z}{2}$ muß für eine Gleichstromwicklung ganzzahlig sein.

Da wir a Stromzweige pro Phase erhalten, so ist die Zahl der Knotenpunkte der Wicklung oder die Zahl der Lamellen, welche mit einem Schleifring (bei Umformern) oder mit einer Klemme verbunden werden dürfen ganz allgemein gleich a, d. h. a Knotenpunkte haben immer ein gleiches Potential und jeder Schleifring ist zugleich eine Äquipotentialverbindung.

Die Lage derjenigen Knotenpunkte, welche miteinander verbunden werden dürfen, wird durch die Schaltungsformel der

Äquipotentialverbindungen bestimmt, welche der Verfasser aufgestellt hat.[1])

Bezeichnet y_p einen **Potentialschritt**, d. h. die Zahl der Knotenpunktsteilungen, die zwischen zwei im Schema aufeinanderfolgenden Knotenpunkten von gleichem Potential liegen, so muß y_p ein ganzes Vielfaches der doppelten Polteilung $\frac{K}{p}$ sein, weil gleiche Potentiale unter gleichnamigen Polen liegen.

Bezeichnet daher K die Zahl der Knotenpunkte und x eine ganze Zahl, so ist allgemein

$$y_p = x \cdot \frac{K}{p}$$

Haben wir z. B. eine 6polige Schleifenwicklung ($p = 3$) mit $K = 90$ Lamellen, so ist $\frac{K}{p} = 30$. Ferner ist für Schleifenwicklungen $a = p$, es sind daher je drei Lamellen, die um 30 Lamellenteilungen voneinander entfernt sind, mit einem Schleifring zu verbinden. Die drei Potentialschritte y_{p1}, y_{p2} und y_{p3} sind einander gleich und es ist, da die Anzahl der doppelten Polteilungen gleich p und die Zahl der Potentialschritte gleich a,

$$x = \frac{p}{a}.$$

Für Schleifenwicklungen wird $x = 1$.

Die Verbindungen von a Knotenpunkten bilden immer eine geschlossene Figur, d. h. es ist

$$y_{p1} + y_{p2} + y_{p3} \ldots + y_{pa} = K.$$

Die Anzahl der Werte x ist gleich a und es muß daher

$$x_1 + x_2 + x_3 \ldots + x_a = p \quad \text{sein.}$$

Diese Bedingungen gelten auch für Wellenwicklungen. Bei der einfachen Reihenschaltung ist $a = 1$, es darf daher mit einem Schleifring nur ein Knotenpunkt der Wicklung verbunden werden. Für die Reihenparallelschaltung des Verfassers ist dagegen $a > 1$. Für diese haben wir nach Gleichung (4)

$$y_k = \frac{K}{p} + \frac{a}{p}, \text{ woraus } \frac{K}{p} = y_k + \frac{a}{p}$$

und

$$y_p = x \cdot \frac{K}{p} = x\, y_k + x \cdot \frac{a}{p} \quad \ldots\ldots \quad (8)$$

[1]) Siehe E. Arnold, Die Gleichstrommaschine, und ETZ 1902. D.R.P. No. 126872.

Wenn nun $\frac{p}{a}$ keine ganze Zahl ist, so können nicht alle Werte von x und daher auch nicht alle Werte von y_p einander gleich sein. Es ist jedoch zweckmäßig, y_p gleich einer ganzen Zahl zu machen, auch wenn $x \cdot \frac{a}{p}$ nicht ganzzahlig ist, sonst fallen nicht alle Anschlußpunkte mit Knotenpunkten zusammen.

Damit jeder aus der Formel berechnete Wert von y_p möglichst ganzzahlig, d. h. die Abweichung von dem genau richtigen Potentialschritt möglichst klein wird, machen wir x möglichst gleich $\frac{p}{a}$, so daß zwei Werte von x höchstens um 1 verschieden sind.

Wenn wir diese Bedingung einhalten, so wird immer $x \cdot \frac{a}{p}$ gleich 1 oder nahezu gleich 1, und wir erhalten aus Formel (9) sofort die ganzzahligen Werte y_p, wenn wir

$$x \cdot \frac{a}{p} = 1 \text{ einsetzen.}$$

Die Abweichung des Schrittes y_p vom richtigen Werte ist dann

$$\alpha_x = 1 - x \cdot \frac{a}{p} \quad \ldots \ldots \quad (9)$$

und wir erhalten

$$\left.\begin{array}{l} y_{p1} = x_1 \cdot y_k \mp 1 \\ y_{p2} = x_2 \cdot y_k \mp 1 \\ \cdots\cdots\cdots \\ \cdots\cdots\cdots \\ y_{pa} = x_a \cdot y_k \mp 1 \end{array}\right| \quad \begin{array}{c} \text{wobei} \\ y_k = \dfrac{maz \pm 2a}{2p} \end{array} \quad . \; . \; (10)$$

Auf die Vorzeichen ist zu achten. Wählen wir in der Formel für y_k das $+$-Zeichen, so gilt für die Werte y_p das $-$-Zeichen.

Der Fehler α_x soll möglichst klein sein. Wenn α_x nicht gleich Null, so haben die leitend verbundenen Punkte kein genau gleiches Potential und wir erhalten Ausgleichströme zwischen den einzelnen Stromzweigen.

Man kann α_x stets gleich Null machen, wenn man die aus Formel (8) berechneten Potentialschritte genau ausführt. Die Anschlußpunkte fallen dann nicht immer mit Knotenpunkten der Wicklung zusammen, sondern nur dann, wenn die Schritte y_p ganze Zahlen oder ganze Zahlen $+\frac{1}{2}$ sind; in letzterem Falle fällt ein

Teil der Anschlußpunkte mit vorderen und ein Teil mit hinteren Knotenpunkten zusammen. Ist dagegen y_p kein ganzes Vielfaches von $\frac{1}{2}$ so liegen die betreffenden Anschlußpunkte zwischen zwei aufeinanderfolgenden Knotenpunken.

Ferner wird der Fehler $\alpha_x = 0$, wenn $\frac{p}{a}$ gleich einer ganzen Zahl ist und man $x = \frac{p}{a}$ macht.

Für Umformer wurden bis jetzt fast immer Schleifenwicklungen oder einfache Reihenwicklungen benutzt, weil die Ausgleichverbindungen für die Reihenparallelschaltung nicht bekannt waren.

Wir wollen nun als Beispiel zu den angegebenen Formeln einige Schemas entwerfen.

9. Die Ring- und Schleifenwicklungen.

In den Fig. 108 bis 110 ist zunächst dargestellt, wie der Anker eines Umformers mit einer Ringwicklung an das Wechselstromnetz

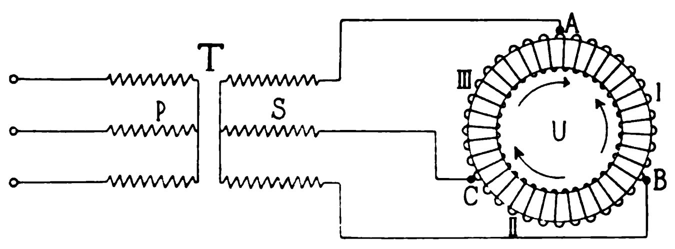


Fig. 108. Schaltung eines Dreiphasen-Umformers.

angeschlossen wird. Der Einfachheit wegen sind in den Figuren die Schleifringe und Kollektoren fortgelassen und die Ankerwicklung ist direkt mit den Leitungen verbunden.

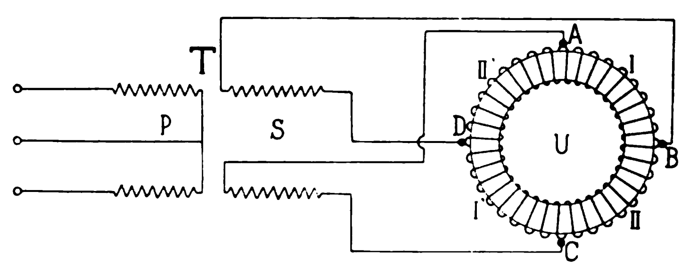


Fig. 109. Schaltung eines Vierphasen-Umformers.

Da zwischen der geforderten Gleichstromspannung und der Wechselspannung des Umformers ein bestimmtes Verhältnis besteht

(siehe Abschnitt 42), so muß die Linienspannung mittels eines Transformators T mit Primärwicklung P und Sekundärwicklung S auf die gewünschte Spannung transformiert werden.

Fig. 108 veranschaulicht die Schaltung eines Dreiphasen-Umformers, der an einen Dreiphasen-Transformator angeschlossen ist.

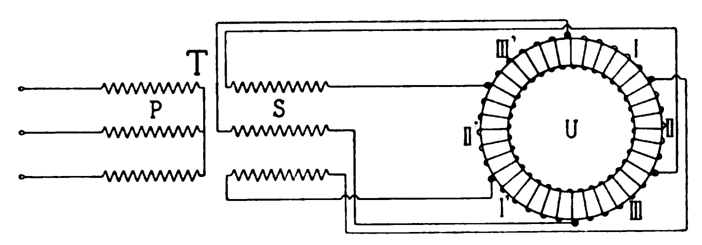


Fig. 110. Schaltung eines Sechsphasen-Umformers.

Ist der Linienstrom ein Zweiphasen- oder Vierphasenstrom, so erhalten wir, wie Fig. 109 zeigt, einen Vierphasen-Umformer.

Das Schema eines Sechsphasen-Umformers mit einem Dreiphasen-Transformator gibt Fig. 110.

Die dargestellten Verbindungsarten mit den Transformatoren sind auch für die Schleifringe von Schleifen- und Wellenwicklungen gültig.

Schleifenwicklungen. In Fig. 111 ist eine Schleifenwicklung für die Werte:

$$s = 54, \quad p = a = 3 \begin{cases} y_1 = \dfrac{54 - 0}{6} - 2 = 7 \\ y_2 = \dfrac{54 - 0}{6} = 9 \end{cases}$$

dargestellt. Die Stäbe sind fortlaufend numeriert. Es ist

$$\begin{array}{llll} \text{Stab } 1 & \text{mit Stab} & 1 + y_2 = & 1 + 9 = 10 \\ \text{„ } 10 & \text{„ „} & 1 - y_1 = & 10 - 7 = 3 \\ \text{„ } 3 & \text{„ „} & 3 + y_2 = & 3 + 9 = 12 \\ \text{„ } 12 & \text{„ „} & 12 - y_1 = & 12 - 7 = 5 \text{ u. s. f.} \end{array}$$

verbunden.

Wollen wir aus dieser Gleichstromwicklung, ohne an derselben etwas zu ändern, z. B. eine dreiphasige Wicklung machen, so erhält eine Phase der Drehstromwicklung je

$$\frac{s}{ma} = \frac{54}{3 \cdot 3} = 6$$

hintereinander geschaltete Stäbe.

Gehen wir also in Fig. 111 vom Stabe 1 aus und wählen wir für die Phasen die in der Nebenfigur angegebenen Bezeichnungen, so durchlaufen wir von A_1 bis B_1 6 Stäbe der Phase I, dann von B_1 bis C_1 6 Stäbe der Phase II, und von C_1 bis A_2 6 Stäbe der Phase III. Bei A_2 beginnt wieder die Phase I u. s. f. Wir erhalten im ganzen 3 oder allgemein a Anschlußpunkte für jede Phase, und a Spulen- oder Stabgruppen sind pro Phase parallel geschaltet.

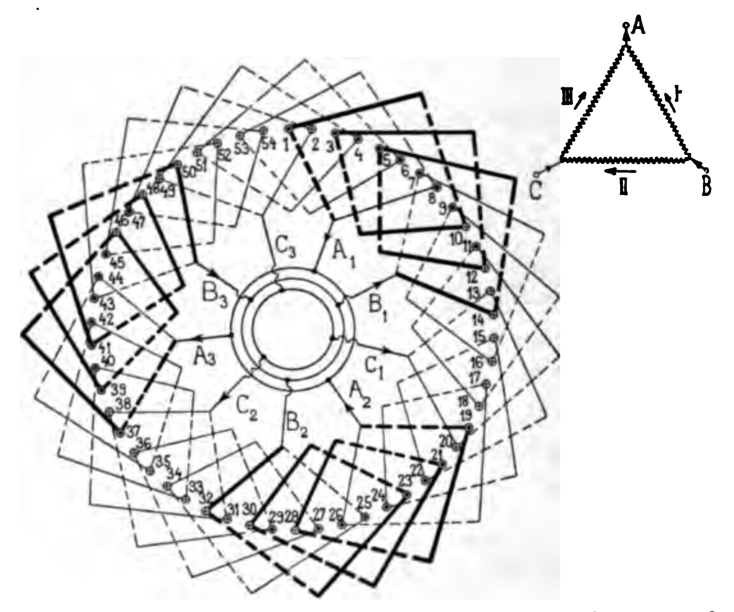


Fig. 111. Dreiphasige geschlossene Schleifenwicklung mit $s = 54$, $p = a = 3$.

Die Entfernung von zwei aufeinander folgenden Anschlußpunkten ist

$$= \frac{K}{m \cdot p} = \frac{s}{2mp} = \frac{54}{18} = 3$$

Knotenpunktsteilungen und zwei Anschlußpunkte eines Ringes liegen um

$$y_p = \frac{K}{p} = \frac{s}{2p} = \frac{54}{6} = 9$$

Knotenpunktsteilungen auseinander.

Die angenommene Stromrichtung entspricht den Pfeilen in der Nebenfigur. Wir sehen, daß die Stäbe einer Phase nicht beisammen liegen, sondern daß immer ein Draht einer anderen Phase dazwischen liegt. Das ist bei unveränderten Gleichstromwicklungen immer der Fall. Es sind daher die Drähte einer Phase allgemein über $\frac{2}{m}$tel des Ankerumfanges verteilt.

Bezeichnet daher S den durchschnittlich pro Pol von einer Phase bedeckten Bogen und τ die Polteilung, so ist für einen Dreiphasen-Umformer

$$\frac{S}{\tau} = \frac{2}{3}.$$

Wie wir später sehen werden, hat dieses Verhältnis Einfluß auf die Größe der in der Wicklung induzierten EMK.

Ein Beispiel (ohne Figur) für die Wicklung eines Vierphasen-Umformers geben folgende Zahlen:

$$s = 84 \qquad p = a = 3 \qquad m = 4 \qquad K = \frac{s}{2} = 42$$

$$y_1 = \frac{84 + 6}{6} - 2 = 13$$

$$y_2 = \frac{84 + 6}{6} = 15.$$

Es wird

$$\frac{S}{\tau} = \frac{2}{m} = \frac{1}{2}$$

$$\frac{s}{m \cdot a} = \frac{84}{4 \cdot 3} = 7$$

$$\frac{K}{mp} = \frac{42}{12} = 3\tfrac{1}{2}$$

$$\frac{K}{p} = \frac{42}{3} = 14.$$

Wir erhalten im ganzen $m \cdot a = 12$ Stabgruppen. Der 1te, $(1 + m)$te $=$ 5te, $(5 + m)$te $=$ 9te Teilpunkt ist mit Schleifring A, der 2te, 6te und 10te mit Schleifring B, der 3te, 7te und 11te mit Schleifring C, und der 4te, 8te und 12te mit Schleifring D zu verbinden.

Da $\frac{s}{ma}$ ungerade bezw. $\frac{K}{mp}$ ein ungerades Vielfaches von $\frac{1}{2}$ ist, liegen die Anschlußpunkte mit geraden Nummern auf der einen und die mit ungeraden Nummern auf der andern Seite der Wicklung. Zwischen je zwei Anschlußpunkten eines Schleifenringes liegen 14 Knotenpunktsteilungen.

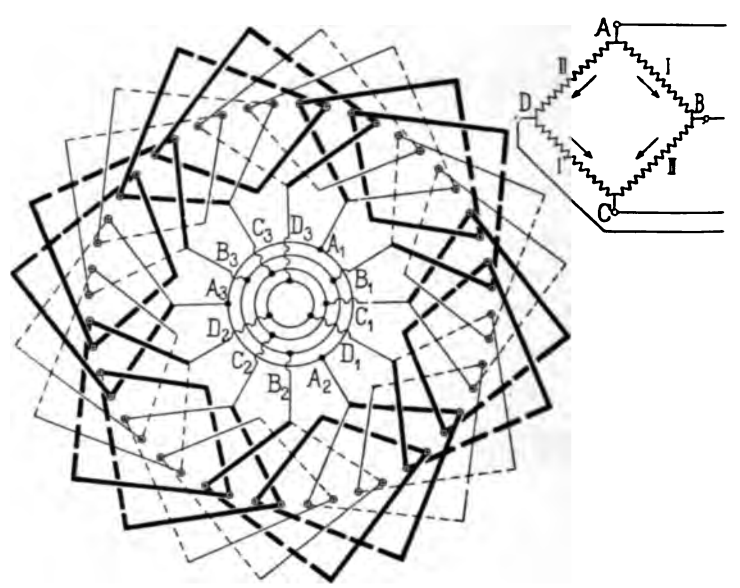


Fig. 112. Sechspolige vierphasige geschlossene Schleifenwicklung, bei der alle Abzweigpunkte auf derselben Seite liegen.

Eine **Vierphasenwicklung**, bei der alle Abzweigpunkte auf der gleichen Seite liegen, ist in Fig. 112 dargestellt. Hier ist nämlich

$$s = 48 \quad p = a = 3\,,$$

also

$$\frac{s}{m \cdot a} = \frac{48}{4 \cdot 3} = 4$$

eine gerade Zahl.

Der Wicklungsschritt wird

$$y_1 = \frac{48 - 6}{6} + 2 = 9$$

$$y_2 = \frac{48 - 6}{6} = 7\,.$$

Die Phasen I und I′ sind stärker ausgezogen, als die anderen
iden zusammengehörigen Phasen. Wie man sieht, liegen hier
Stäbe der Phasen I, I′, sowie der Phasen II, II′ direkt neben-
ıander auf der einen Hälfte der Polteilung. Das ist, wenn m
rade ist, immer der Fall, jedoch liegen auch hier zwischen den
ähten der Phase I bezw. II Drähte der Phase I′ bezw. II′.

10. Die Wellenwicklungen.

Einfache Reihenschaltung. In Fig. 113 ist eine einfache Reihen-
haltung ($a=1$) aufgezeichnet und zwar für

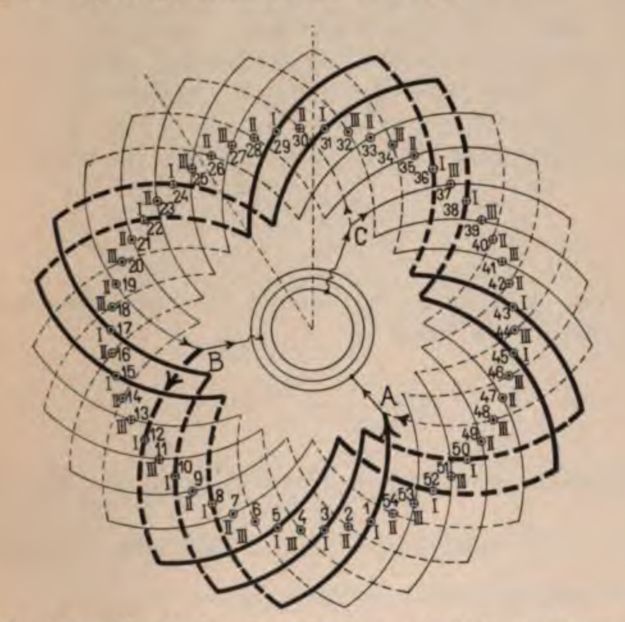


Fig. 113. Achtpolige dreiphasige Wicklung mit Reihenschaltung $a=1$.

$$s = m \cdot a \cdot z = 3 \cdot 1 \cdot 18 = 54, \quad p = 4$$

$$y_1 + y_2 = \frac{54+2}{4} = 14$$

$$y_1 = y_2 = 7 \qquad y_k = \frac{y_1 + y_2}{2} = 7\,.$$

Die Stäbe sind auf der inneren Seite im Schema fortlaufend
ımeriert; es ist

$$
\begin{aligned}
&\text{Stab } 1 \text{ mit Stab } 1 + y_1 = 1 + 7 = 8\\
&\quad\text{„} \;\; 8 \;\; \text{„} \;\; \text{„} \;\; 8 + y_2 = 8 + 7 = 15\\
&\quad\text{„} \;\; 15 \;\; \text{„} \;\; \text{„} \;\; 15 + y_1 = 15 + 7 = 22 \text{ u. s. f.}
\end{aligned}
$$

zu verbinden.

Die Wicklung hat nun zwei ($= 2a$) Ankerstromzweige. Wollen wir ihr einen Drehstrom entnehmen oder zuführen, so finden wir die Anschlußpunkte wie folgt. Es ist

$$\frac{s}{m \cdot a} = \frac{54}{3 \cdot 1} = 18 .$$

Wir gehen von irgend einem Punkte A der Wicklung aus, durchlaufen 18 Stäbe, die wir mit der Zahl I versehen, und gelangen bei B zum Anfang der Phase II, durchlaufen wieder 18 Stäbe, die wir mit der Zahl II versehen, und gelangen zum Punkte C zwischen C und A liegt schließlich die Phase III. Wir sehen, daß die Drähte einer Phase nicht benachbart sind, es ist wieder

$$\frac{S}{\tau} = \frac{2}{m} = \frac{2}{3} .$$

Die Abzweigungen A, B, C können wir noch einfacher finden. Die Zahl der Knotenpunkte ist

$$K = \frac{s}{2} = \frac{54}{2} = 27$$

und zwischen je zwei Abzweigungen liegen $\frac{K}{m} = 9$ Knotenpunktsteilungen. Ist $\frac{K}{m}$ keine ganze Zahl, so fällt eine Abzweigung auf die andere (äußere) Seite der Wicklung.

Bei zweiphasigem Linienstrom erhalten wir, wie erwähnt, eine vierphasige Wicklung. In Fig. 114 ist eine Reihenschaltung aufgezeichnet für

$$p = 3, \qquad a = 1, \qquad s = m \cdot a \cdot z = 4 \cdot 1 \cdot 11 = 44$$

$$y_1 + y_2 = \frac{s - 2a}{3} = \frac{44 - 2}{3} = 14$$

$$y_1 = y_2 = 7 \qquad y_k = \frac{y_1 - y_2}{2} = 14 .$$

Wir durchlaufen, von irgend einem Punkte A der Wicklung ausgehend, 11 Stäbe, die wir mit I bezeichnen, und kommen zum Abzweigpunkt B; nach je 11 weiteren Stäben II bezw. I′ erhalten wir die Abzweigungen C und D und kehren schließlich über die Stäbe II′ nach A zurück. Da die Stabzahl $z = \frac{s}{m \cdot a}$ ungerade ist, liegen die Abzweigungen B und D auf der andern Seite des Ankers.

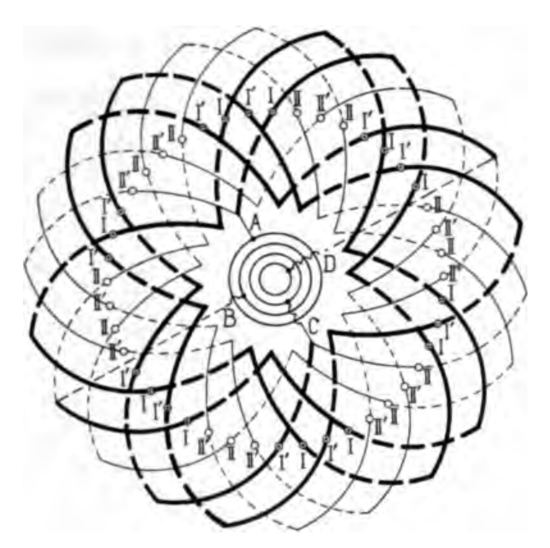


Fig. 114. Sechspolige vierphasige Wicklung mit Reihenschaltung.

Da m gerade ist, liegen die Stäbe der zusammengehörigen Phasen I, I′ und II, II′ nebeneinander.

Reihenparallelschaltung. Es sollen hierfür drei Beispiele gegeben werden.

Erstes Beispiel. Als erstes Beispiel wählen wir eine Wicklung mit

$$p = 4, \qquad a = 2, \qquad s = 3 \cdot 2 \cdot 10 = 60$$

$$y_1 + y_2 = \frac{60 - 2 \cdot 2}{4} = 14, \qquad K = \frac{s}{2} = 30$$

$$y_1 = y_2 = 7, \qquad y_k = 7, \qquad z = 10\,.$$

Wir können nun (s. Fig. 115), wie früher, von irgend einem Punkte A_1 ausgehen und gelangen dann nach je 10 durchlaufenen Stäben der Reihe nach zu den Punkten B_1, C_1, A_2, B_2, C_2, welche paarweise an die Schleifringe angeschlossen sind.

Die Zahl der Knotenpunktsteilungen, die zwischen zwei zu demselben Ringe führenden Anschlußpunkten liegt, ist gleich

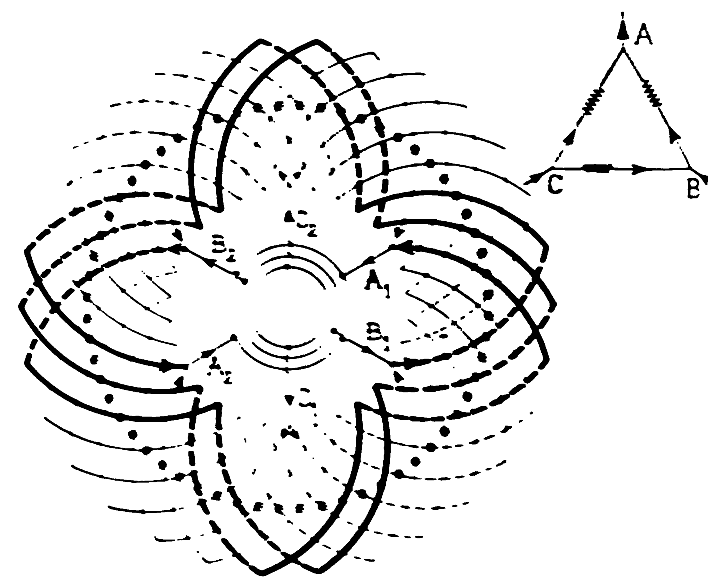
$$y_r = x \cdot y_k - 1 .$$

In unserem Falle ist

$$x_1 = 2 \qquad x_2 = 2 \qquad x_1 + x_2 = p = 4$$

$$y_{r1} = y_{r2} = 2 \cdot 7 - 1 = 15$$

und zwischen zwei aufeinander folgenden Anschlußpunkten ve schiedener Phasen liegen $\frac{y_r}{m} = \frac{15}{3} = 5$ Knotenpunktsteilungen.



115. Achtpolige dreiphasige Wicklung mit Reihenparallelschaltung $a =$

Zweites Beispiel. Es sei

$$p = 4, \qquad a = 3, \qquad m = 3, \qquad z = 6$$

$$s = 3 \cdot 3 \cdot 6 = 54, \qquad K = 27$$

$$y_1 + y_2 = \frac{54 - 6}{4} = \frac{48}{4} = 12$$

$$y_1 = 5, \qquad y_2 = 7, \qquad y_k = 6 .$$

...ma ist in Fig. 116 dargestellt. Da y_k und K den ...en Teiler 3 haben, so ist die Wicklung dreifach

Für die Potentialschritte finden wir

$$x_1 = 1, \qquad x_2 = 1, \qquad x_3 = 2$$

$$y_{p1} = 1 \cdot 6 + 1 = 7$$

$$y_{p2} = 1 \cdot 6 + 1 = 7$$

$$y_{p3} = 2 \cdot 6 + 1 = 13$$

$$y_{p1} + y_{p2} + y_{p3} = 27 = K.$$

Fig. 116. Dreiphasige dreifach geschlossene Wicklung mit Reihenparallelschaltung $a = 3$.

Wir schreiben nun das Wicklungsschema auf, indem wir p vertikale Kolonnen machen und die 27 Knotenpunkte in drei Gruppen einteilen. Am Anfang der drei Gruppen stehen die Zahlen 1, ferner $1 + y_{p1} = 1 + 7 = 8$ und $1 + y_{p1} + y_{p2} = 8 + 7 = 15$. In den horizontalen Reihen stehen die Zahlen 1, $1 + y_k$, $1 + 2y_k$, $1 + 3y_k$ u. s. f.

1	7	13	19
25	4	10	16
22	1		
8	14	20	26
5	11	17	23
2	8		
15	21	27	6
12	18	24	3
9	15		

Indem wir nun die erste Gruppe in drei (m) gleiche Teile teilen, finden wir die unterstrichenen Zahlen 1, 19, 10. Diese und die symmetrisch liegenden Zahlen der anderen Gruppen sind die Punkte gleichen Potentials. Es sind also anzuschließen an

Schleifring	*A*.	die Punkte		1,	8,	15
„	*B*.	„	„	19,	26,	6
„	*C*.	„	„	10,	17,	24.

Im Schema sind die Verbindungen eingezeichnet.

Das reduzierte Schema,[1]) in dem die Spulen in der Reihenfolge der Tabelle aufeinander folgen und das $= a = 3$ Polpaare besitzt, ist in Fig. 117 aufgezeichnet.

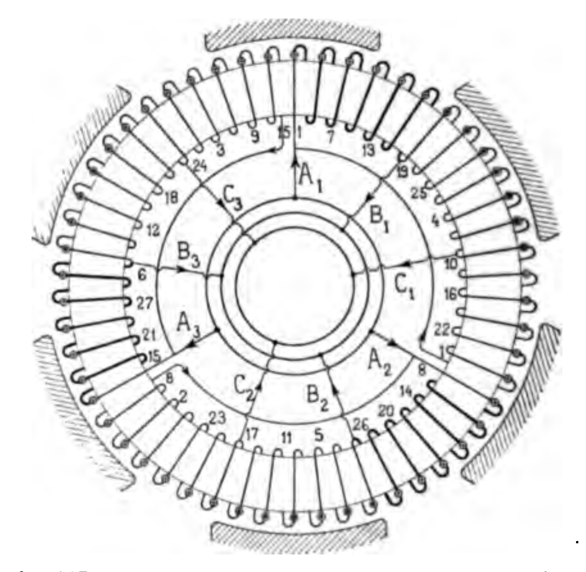


Fig. 117. Reduziertes Schema für Schaltung Fig. 116.

Drittes Beispiel. Für die Anwendung der Reihenparallelschaltung bei zweiphasigen Wicklungen gibt Fig. 118 ein Beispiel. Hier ist

$$p = 3, \quad a = 3, \quad m = 4, \quad z = 5$$

$$s = 3 \cdot 4 \cdot 5 = 60, \quad K = 30$$

$$y_1 + y_2 = \frac{60 - 6}{3} = 18$$

$$y_1 = y_2 = 9, \quad y_k = 9.$$

[1]) Siehe E. Arnold, Die Gleichstrommaschine. Bd. I. Seite 46.

Da 9 und 30 den gemeinschaftlichen Teiler 3 haben, ist die Wicklung dreifach geschlossen. Jeder Schleifring ist mit jedem der drei Wicklungsteile zu verbinden; die Bestimmung der Anschlußpunkte wird wieder mit Hilfe der Gesetze für die Äquipotentialverbindungen vorgenommen. Wir erhalten:

$$y_k = 9, \quad x_1 = 1, \quad x_2 = 1, \quad x_3 = 1$$

$$y_{p1} = 1 \cdot 9 + 1 = 10$$
$$y_{p2} = 1 \cdot 9 + 1 = 10$$
$$y_{p3} = 1 \cdot 9 + 1 = 10$$
$$y_{p1} + y_{p2} + y_{p3} = 30\,K.$$

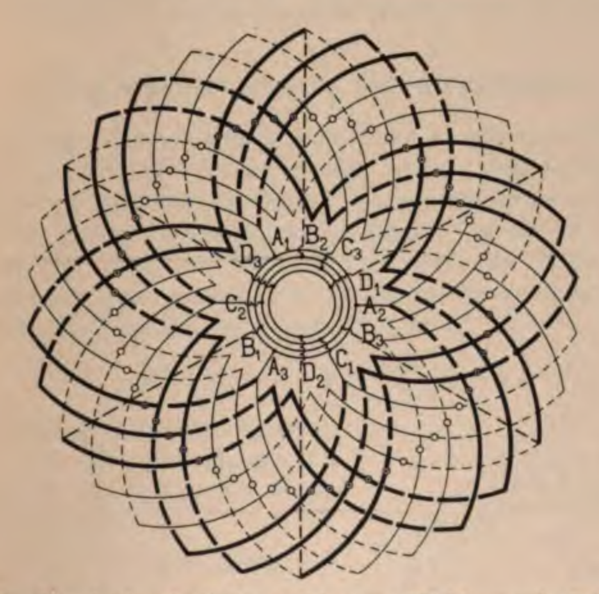


Fig. 118. Vierphasige dreifach geschlossene Wicklung mit Reihenparallelschaltung $a = 3$.

Wir müssen also vom Anschlußpunkte A_1 der ersten Wicklung um 10 Teilungen am Umfang weiter gehen, um nach A_2, dem entsprechenden Punkte der zweiten Wicklung, zu gelangen und ebenso um 10 Teilungen weiter, um A_3 zu finden. Zwischen zwei aufeinander folgenden Abzweigungen zu den Schleifringen liegen $\frac{K}{m \cdot p} = \frac{30}{4 \cdot 3} = 2\frac{1}{2}$ Knotenpunktsteilungen.

Wenn eine Wicklung für Erzeugung von n-Phasenstrom n-fach geschlossen ist, können wir die Verbindungen zu den Schleifringen noch anders ausführen. Wir nennen jeden einfach geschlossenen Teil der Wicklung als Einphasenwicklung und schalten die n in sich geschlossenen Wicklungen in Stern oder in Dreieck. Hierbei kann jeder geschlossene Teil der Wicklung eine Wellenwicklung mit $a = 1$ oder $a > 1$ sein. Es ergibt sich also eine große Zahl von Kombinationen, die leicht zu entwerfen sind, wenn man die Gleichstromwicklungen kennt.

Viertes Kapitel.

Die aufgeschnittenen Gleichstromwicklungen.

1. Die aufgeschnittenen Spiralwicklungen. — 12. Die aufgeschnittenen Schleifen icklungen. — 13. Die aufgeschnittenen Wellenwicklungen. — 14. Kombination aufgeschnittener und unveränderter Gleichstromwicklungen.

11. Die aufgeschnittenen Spiralwicklungen.

Wenn eine Gleichstromwicklung nicht an einen Kollektor an- eschlossen zu werden braucht, dürfen wir sie aufschneiden.

Folgen wir dem Schema irgend einer Gleichstromwicklung, so echselt der Strom $2a$-mal seine Richtung. Um daher z. B. eine inphasenwicklung herzustellen, bei der alle Windungen in erie geschaltet sind, müssen wir die Gleichstromwicklung an $2a$ ellen aufschneiden und nach dem Schema

$$\circ - 1_a - 1_e \frown 2_e - 2_a \frown 3_a - 3_e \frown 4_e - 4_a - \bullet$$

ie Fig. 119 zeigt, verbinden, wenn , 2_a u. s. f. die Anfänge und 1_e, . . u. s. f. die Enden der Wick- ngsteile bedeuten.

Soll die Wicklung m-phasig wer- en und $\left(\frac{1}{m}\right)$tel aller Windungen er Gleichstromwicklung in Serie ge- haltet sein, so kann sie entweder $a \cdot m$ Teile oder in $2 \cdot a \cdot m$ Teile eteilt werden.

Fig. 119. Zweipolige einphasig aufgeschnittene Gleichstromwicklung.

Wird die Gleichstromwicklung ır in $a \cdot m$ Teile geteilt, so be- cken die Drähte einer Phase $\frac{2}{m}$tel einer Polteilung, und es liegen rischen den Drähten einer Phase jeweils noch Drähte der anderen

Phasen. Teilen wir dagegen die Wicklung in $2am$ Teile, so werden alle Drähte einer Phase benachbart und dieselben bedecken nur $\frac{1}{m}$ tel des Umfanges. Die in der Wicklung induzierte EMK wird in letzterem Falle, wenn m ungerade ist, größer.

Das ist auch der Grund, weshalb es besser ist, die Wicklung aufzulösen.

Für die gewöhnlichen Spiral- und Schleifenwicklungen ist $a = p$ und für Wellenwicklungen kann a eine beliebige ganze Zahl sein.

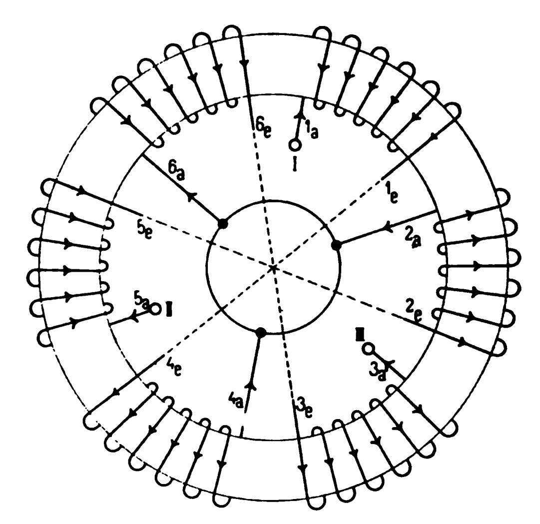


Fig. 120. Zweipolige dreiphasig aufgeschnittene **Ringwicklung nach Schema B verbunden.**

Die Regeln, nach welchen die Teile zu einer m-phasigen Wicklung zu verbinden sind, lassen sich am einfachsten mit Hilfe der Spiralwicklung feststellen.

Nehmen wir an, die in Fig. 120 dargestellte Wicklung gehöre zu einem zweipoligen Felde, so ist $2a = 2p = 2$. Wollen wir nun z. B. eine zweipolige dreiphasige Wicklung herstellen, so teilen wir die Windungen in $2am = 6$ gleiche Teile und bezeichnen die Enden derselben mit $1_a - 1_e$, $2_a - 2_e$, $3_a - 3_e$ u. s. f. bis $6_a - 6_e$.

Wir erhalten dann das Verbindungsschema

$$\left.\begin{array}{ll} \text{Phase I.} & \circ - 1_a - 1_e \frown 4_e - 4_a - \bullet \\ \text{Phase II.} & \bullet - 2_a - 2_e \frown 5_e - 5_a - \circ \\ \text{Phase III.} & \circ - 3_a - 3_e \frown 6_e - 6_a - \bullet \end{array}\right\} \text{Schema A.}$$

Innerhalb einer Polteilung τ bedecken die Drähte einer Phase nur $\frac{1}{3}\,\tau$.

Bezeichnen wir eine beliebige Spule mit x, so erhalten wir die Regel: Das Ende (Anfang) der $x$ten Spule ist mit dem Ende (Anfang) der $(x+m)$ten Spule zu verbinden.

Die drei Phasen können nun in Stern oder in Dreieck verbunden werden.

Für Sternschaltung erhalten wir das Schema

$$\left.\begin{array}{ll} \text{I.} & \circ - 1_a - 1_e \frown 4_e - 4_a - \bullet \\ \text{II.} & \circ - 5_a - 5_e \frown 2_e - 2_a - \bullet \\ \text{III.} & \circ - 3_a - 3_e \frown 6_e - 6_a - \bullet \end{array}\right\}\ \text{Schema B.}$$

Diese Verbindungen sind in Fig. 120 ausgeführt.

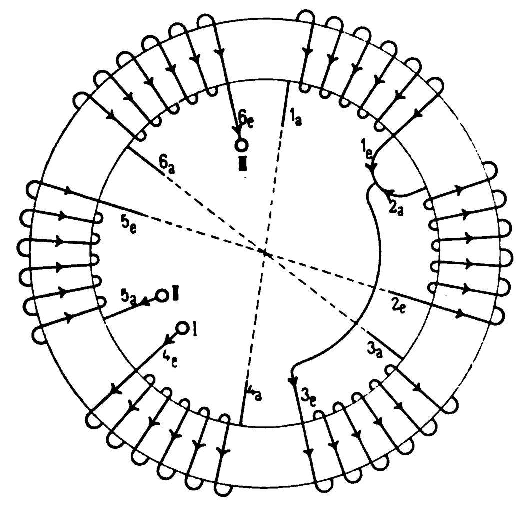


Fig. 121. Zweipolige dreiphasig aufgeschnittene Ringwicklung nach Schema D verbunden.

Wir sehen, daß wir von dem Schema A die mittlere Phase II umkehren müssen, um das Schema B zu erhalten, bei dem der räumliche Spulenwinkel gleich dem Phasenwinkel der Ströme ist.

Anstatt die mittlere Phase umzukehren, können wir auch die beiden äußeren umkehren, und erhalten dann das Schema

$$\left.\begin{array}{ll} \text{I.} & \circ - 4_a - 4_e \frown 1_e - 1_a - \bullet \\ \text{II.} & \circ - 2_a - 2_e \frown 5_e - 5_a - \bullet \\ \text{III.} & \circ - 6_a - 6_e \frown 3_e - 3_a - \bullet \end{array}\right\}\ \text{Schema C,}$$

das der Umkehrung des Schemas B entspricht.

Offenbar können wir für die Spulen einer Phase eine beliebige Reihenfolge wählen, wenn dabei nur der Wicklungssinn derselben nicht vertauscht wird. Wir können also z. B. das Schema B auch wie folgt schreiben

$$\left.\begin{array}{ll} \text{I.} & \circ - 4_e - 4_a \frown 1_a - 1_e - \bullet \\ \text{II.} & \circ - 5_a - 5_e \frown 2_e - 2_a - \bullet \\ \text{III.} & \circ - 6_e - 6_a \frown 3_a - 3_e - \bullet \end{array}\right\} \text{Schema D.}$$

Diese Verbindungen sind in Fig. 121 ausgeführt, da 1_e und 2_e benachbart sind, erhalten wir kürzere Querverbindungen.

Für die Dreieckschaltung sind die angegebenen Reihenfolgen der Spulen einer Phase ebenfalls gültig, es sind also nur die Verbindungen der Endklemmen entsprechend zu ändern. Im Schema B wäre z. B. 4_a mit 5_a, 2_a mit 3_a und 6_a mit 1_a zu verbinden.

Um eine Zweiphasenwicklung herzustellen, würden wir die Wicklung in $2am = 2 \cdot 2 = 4$ Teile teilen und nach dem Schema

$$\begin{array}{ll} \text{I.} & \circ - 1_a - 1_e \frown 3_e - 3_a - \bullet \, \text{I}' \\ \text{II.} & \circ - 2_a - 2_e \frown 4_e - 4_a - \bullet \, \text{II}' \end{array}$$

verbinden.

12. Die aufgeschnittenen Schleifenwicklungen.

Für die Schleifenwicklungen mit $a = p$, welche hier allein in Betracht kommen, haben wir (s. Seite 65) die Schaltungsformeln

$$y_1 = \frac{s \pm b}{2p} \pm 2$$

$$y_2 = \frac{s \pm b}{2p}$$

$$y = y_1 - y_2 = \pm 2.$$

Sollen alle Phasen der Mehrphasenwicklung eine gleiche Stabzahl erhalten, so muß

$$\frac{s}{2am} = \frac{s}{2pm} = \text{einer ganzen Zahl}$$

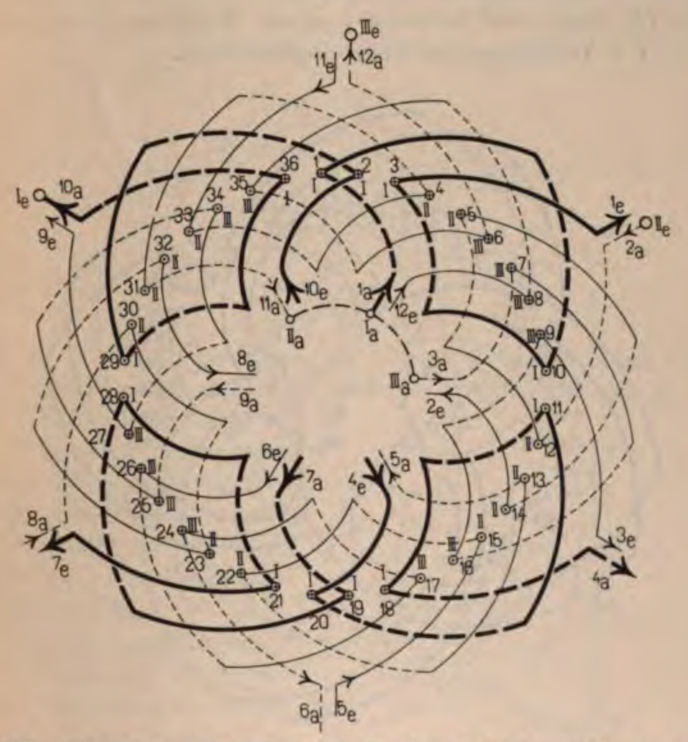
sein. Günstig ist es, wenn wir eine **gerade Zahl** erhalten, weil dann alle Enden der $2ap$ Teile auf dieselbe Seite der Wicklung fallen, was für die Ausführungen der Verbindungen bequem ist.

Eine aufgeschnittene vierpolige Schleifenwicklung stellt die ig. 122 dar. Für dieselbe ist

$$s = 36, \qquad p = 2, \qquad a = 2, \qquad m = 3,$$

$$y_1 = \frac{36 \pm 0}{4} - 2 = 7$$

$$y_2 = \frac{36 \pm 0}{4} \qquad = 9.$$



ig. 122. Vierpolige dreiphasig aufgeschnittene Schleifenwicklung. $s = 36$.

$\bullet$— $1_a - 1_e \frown 4_e - 4_a \frown 7_a - 7_e \frown 10_e - 10_a$ —○ I

II ○— $2_a - 2_e \frown 5_e - 5_a \frown 8_a - 8_e \frown 11_e - 11_a$ —$\bullet$

$\bullet$— $3_a - 3_e \frown 6_e - 6_a \frown 9_a - 9_e \frown 12_e - 12_a$ —○ III

Es ist also

Stab	1	mit	Stab	$1 + 9 = 10$
"	10	"	"	$10 - 7 = 3$
"	3	"	"	$3 + 9 = 12$
"	12	"	"	$12 - 7 = 5$ u. s. f.

u verbinden.

Ferner wird

$$\frac{s}{2pm} = \frac{36}{12} = 3.$$

Jeder der $2pm = 12$-Teile enthält also drei Stäbe. Gehen wir somit von einem Punkte der Wicklung aus und durchlaufen sie, so ist die Wicklung nach je drei Stäben aufzulösen. Die gewünschte Dreiphasenwicklung wird dann das unterhalb der Figur angegebene Schaltungsschema erhalten.

Da die Enden auf beiden Seiten der Wicklung liegen, sind in Fig. 122 die Verbindungen nicht eingezeichnet.

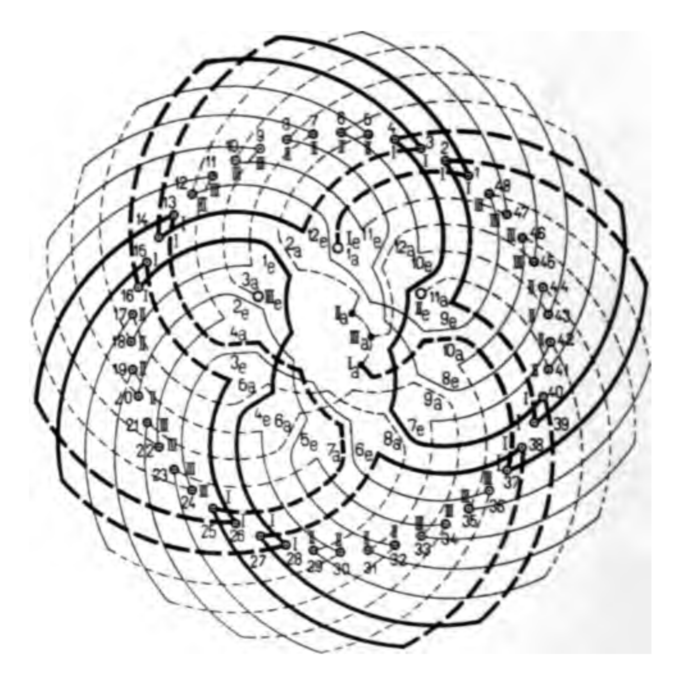


Fig. 123. Vierpolige dreiphasig aufgeschnittene Schleifenwicklung. $s = 48$.

I ○— $1_a - 1_e \frown 4_e - 4_a \frown 7_a - 7_e \frown 10_e - 10_a$ —●

●— $2_a - 2_e \frown 5_e - 5_a \frown 8_a - 8_e \frown 11_e - 11_a$ —○ II

III ○— $3_a - 3_e \frown 6_e = 6_a \frown 9_a - 9_e \frown 12_e - 12_a$ —●

Eine andere aufgeschnittene Schleifenwicklung für die Werte

$$s = 48, \quad p = 2, \quad a = 2, \quad m = 3,$$

$$y_1 = 11, \quad y_2 = 13, \quad \frac{s}{2pm} = \frac{48}{12} = 4$$

ist in Fig. 123 wiedergegeben.

Da jeder Teil nun eine gerade Anzahl (4) Stäbe enthält, sind die Verbindungen einfacher auszuführen, als in Fig. 122. Das Verbindungsschema ist dasselbe wie bei dieser, nur sind Anschlußklemmen und neutraler Punkt vertauscht.

Wir können in jeder Phase auch eine Parallelschaltung vornehmen.

Schalten wir z. B. die Drähte in zwei Gruppen parallel, so ergibt sich das Verbindungsschema:

$$\text{I.}\quad \circ - \left\{ \begin{matrix} 1_a - 1_e \frown 4_e - 4_a \\ 7_a - 7_e \frown 10_e - 10_a \end{matrix} \right\} - \bullet$$

$$\bullet - \left\{ \begin{matrix} 2_a - 2_e \frown 5_e - 5_a \\ 8_a - 8_e \frown 11_e - 11_a \end{matrix} \right\} - \circ \quad \text{II.}$$

$$\text{III.}\quad \circ - \left\{ \begin{matrix} 3_a - 3_e \frown 6_e - 6_a \\ 9_a - 9_e \frown 12_e - 11_a \end{matrix} \right\} - \bullet$$

Die im Verbindungsschema mit o und • bezeichneten Enden der drei Phasen sind entweder in Stern oder in Dreieck zu verbinden. Es wäre auch möglich, so wie Fig. 124 zeigt, eine kombinierte Dreieck- und Sternschaltung auszuführen, wenn wir die Enden der sechs Gruppen so verbinden, wie in der Figur angegeben ist.

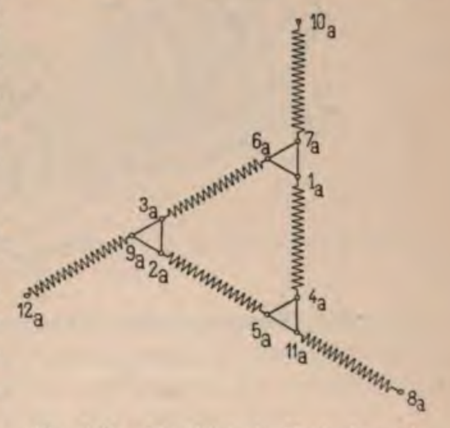


Fig. 124. Kombinierte Dreieck- und Sternschaltung.

Bei dieser Anordnung kann man der Wicklung zwei verschiedene Spannungen entnehmen, eine niedere an den Verkettungspunkten und eine höhere an den Endpunkten 8_a, 10_a, 12_a.

Die Verkettungspunkte sind hier in die Halbierungspunkte der einzelnen Phasen gelegt. Indem man als Verkettungspunkte irgend drei andere symmetrisch gelegene Punkte wählt, so daß immer eine gleiche Anzahl gleich gelegener Spulen im Dreieck geschaltet sind, kann man das Verhältnis der beiden Spannungen zueinander beliebig ändern.

13. Die aufgeschnittenen Wellenwicklungen.

Für die Wellenwicklungen haben wir die Schaltungsformel

$$y = y_1 + y_2 = \frac{s \pm 2a}{p}.$$

Aufgeschnittene einfache Reihenschaltung. Bei der einfachen Reihenschaltung ist $a = 1$, wir haben daher diese Wicklung nur in $2m$ Teile aufzulösen. Von den aufgelösten Gleichstromwicklungen ist daher die einfache Reihenschaltung die am meisten gebrauchte.

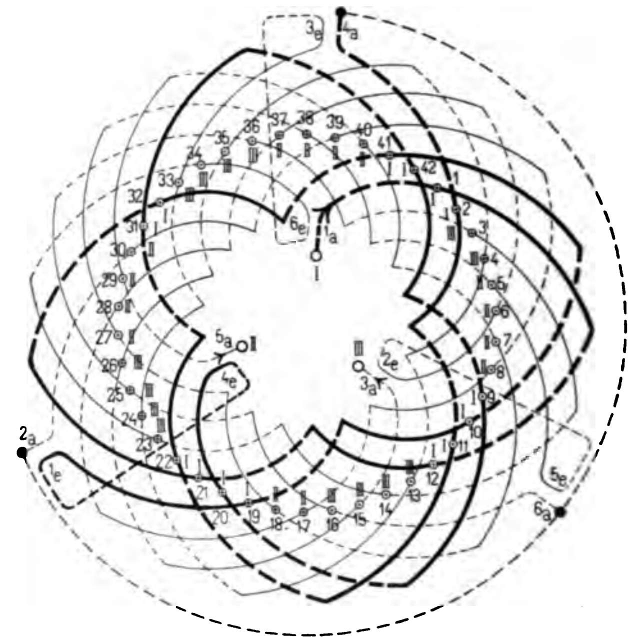


Fig. 125. Vierpolige dreiphasig aufgeschnittene Reihenschaltung. $s = 42$.

$$\text{I}\ \circ\!-\ 1_a - 1_e \frown 4_e - 4_a\ -\!\bullet$$
$$\bullet\!-\ 2_a - 2_e \frown 5_e - 5_a\ -\!\circ\ \text{II}$$
$$\text{III}\ \circ\!-\ 3_a - 3_e \frown 6_e - 6_a\ -\!\bullet$$

Die Fig. 125 zeigt eine dreiphasig aufgeschnittene Reihenschaltung. Es ist

$$s = 42, \qquad p = 2, \qquad a = 1, \qquad m = 3,$$

$$y_1 + y_2 = \frac{42 - 2}{2} = 20$$

$$y_1 = 9, \qquad y_2 = 11$$

$$\frac{s}{2\,m} = \frac{42}{6} = 7\,,$$

Es ist also

Stab	1	mit	Stab	$1 + 11 = 12$
„	12	„	„	$12 + 9 = 21$
„	21	„	„	$21 + 11 = 32$
„	32	„	„	$32 + 9 = 41$
„	41	„	„	$41 + 11 = 52 = 42 + 10$

also Stab 10 zu verbinden u. s. f.

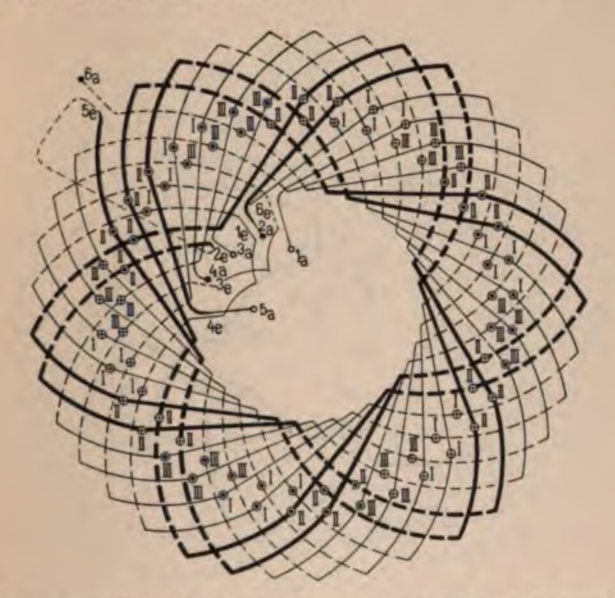


Fig. 126. Sechspolige dreiphasig unsymmetrisch aufgeschnittene Reihenschaltung. $s = 74$.

Gehen wir nun von irgend einem Punkte der Wicklung, z. B. dem Stabe 1 aus, so ist nach je 7 durchlaufenen Stäben die Wicklung aufzuschneiden. Wir erhalten $2\,m\,a = 6$ Gruppen, die nach dem unterhalb der Figur stehenden Schema zu verbinden sind.

In der Fig. 125 sind die Drähte am äußeren Umfange nach ihrer Zugehörigkeit zu den drei Phasen mit I, II, III numeriert und es ist eine bestimmte Stromrichtung angenommen.

Da bei der vorliegenden Wicklungsart die Stabzahl s als ganzzahlige, gerade Zahl der Wicklungsformel derart entsprechen muß, daß y_1 und y_2 ungerade werden, ist es nicht immer möglich, auch noch die Bedingung zu erfüllen, daß $\frac{s}{2\,m}$ eine ganze Zahl ist.

In diesem Falle kann man die Reihenwicklung **unsymmetrisch aufschneiden**, wie Fig. 126 veranschaulicht. Für dieselbe ist

$$s = 74, \qquad p = 3, \qquad a = 1, \qquad m = 3,$$

$$y_1 + y_1 = \frac{74 - 2}{3} = 24$$

$$y_1 = 11, \qquad y_2 = 13$$

$$\frac{s}{2m} = \frac{74}{6} = \frac{4 \cdot 12 + 2 \cdot 13}{6}.$$

Fig. 127. Vierpolige dreiphasig unsymmetrisch aufgeschnittene Reihenschaltung. $s = 42$.

$$\text{I} \circ\!\!-\!\!- \; 4_e \overset{(6)}{-} 4_a \frown 1_a \overset{(8)}{-} 1_e \; -\!\!-\!\bullet$$

$$\text{II} \circ\!\!-\!\!- \; 5_a \overset{(8)}{-} 5_e \frown 2_e \overset{(6)}{-} 2_a \; -\!\!-\!\bullet$$

$$\text{III} \circ\!\!-\!\!- \; 6_e \overset{(6)}{-} 6_a \frown 3_a \overset{(8)}{-} 3_e \; -\!\!-\!\bullet$$

Wir haben nun die Wicklung in 6 Gruppen aufzulösen, von denen 4 je 12 Stäbe und 2 je 13 Stäbe enthalten. — Wenn wir in zwei Phasen je eine Gruppe mit 13 Stäben legen, so hat die dritte Phase einen Stab weniger als die übrigen; diese kleine Unsymmetrie ist jedoch bei Sternschaltung ohne Nachteil.

Die Fig. 126 bezieht sich auf einen Nutenanker mit zwei übereinander liegenden Stäben in einer Nute.

Bei Anwendung der später behandelten veränderten Gleichstromwicklungen ist es jedoch immer möglich, die Stabzahl s durch $2m$ teilbar zu machen.

Von dem unsymmetrischen Aufschneiden der Wicklung kann man auch Gebrauch machen, wenn $\frac{s}{2m}$ eine ganze, aber ungerade Zahl ist, indem man jeder Gruppe trotzdem eine gerade Anzahl

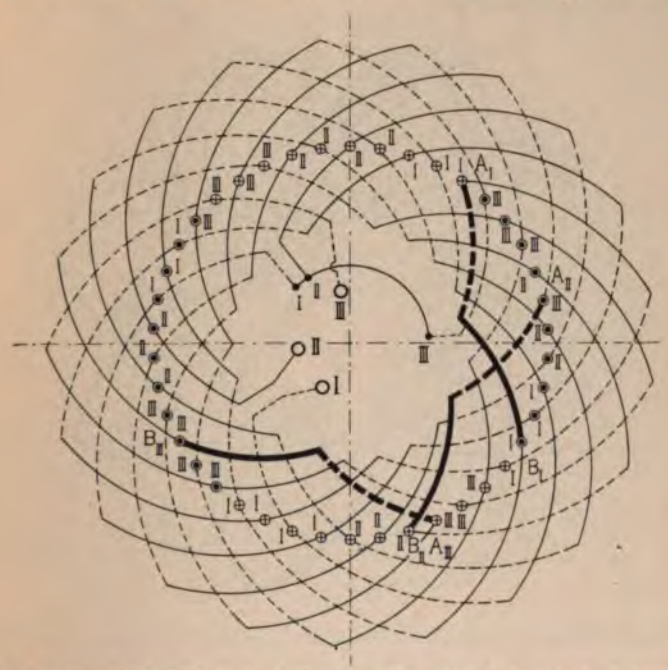


Fig. 128. Vierpolige dreiphasig aufgeschnittene Reihenschaltung ohne äußere Verbindungsstücke.

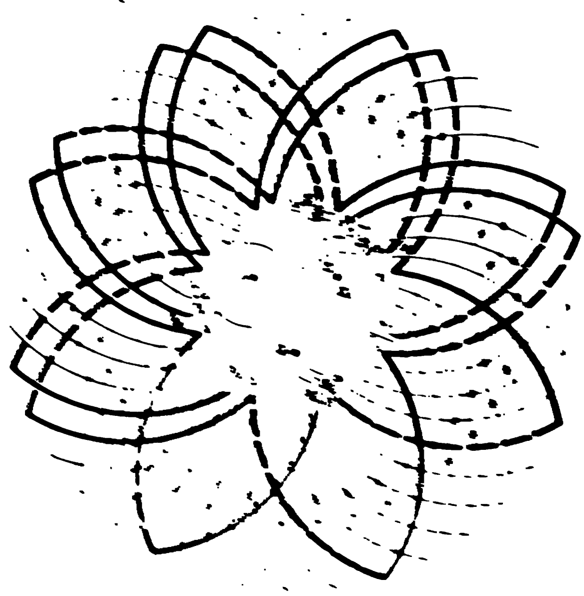
Stäbe zuteilt, damit alle Querverbindungen der Gruppen auf dieselbe Seite der Wicklung fallen.

Die in Fig. 125 dargestellte Wicklung kann z. B. auch so, wie in Fig. 127 gezeigt ist, aufgeschnitten werden. Wir erhalten in 3 Gruppen 8 und in 3 Gruppen 6 Stäbe; die Stabzahlen aller Phasen sind dagegen gleich, indem jeder Phase eine Gruppe von 8 und eine von 6 Stäben zugeteilt wird.

Die Verbindungen sind nach dem Schema D Seite 86 ausgeführt; die eingeklammerten Zahlen bezeichnen die Stabzahl der betreffenden Gruppe.

Die Unsymmetrie kommt dadurch zum Ausdruck, daß die Stabzahlen einer Phase pro Pol ungleich sind.

Die miteinander zu verbindenden Endstäbe der beiden Teile einer Phase A_I, B_I, A_{II}, B_{II} und A_{III}, B_{III} sind um eine Polteilung voneinander entfernt. Man kann sie daher, statt durch die in Fig. 127 stark ausgezogenen Verbindungen 1_s-4_s, 2_r-5_r, 3_s-6_s, auch durch Verbindungsgabeln zusammenschließen, wie in Fig. 128 gezeigt ist. Die von den Stäben A_I, A_{III} und B_{II} ausgehenden Verbindungen sind dabei in anderer Richtung am Umfange abgebogen, wie in Fig. 127.



[illegible] $s = 76$, $p = 4$,



[illegible] Reihenparallelschaltung. Wird $a > 1$ gewählt, [illegible] Parallelschaltung [illegible] ebenfalls in eine mehr- [illegible] veranschaulicht eine [illegible] $= 2$ und $s = 76$.

$$y_1 = 9 \qquad y_2 = 9$$

$$\frac{s}{2am} = \frac{76}{12} = \frac{10 \cdot 6 + 2 \cdot 8}{12}.$$

Die Wicklung ist also in 12 Teile zu teilen, wovon 10 Teile je 6 Stäbe und 2 Teile je 8 Stäbe enthalten.

Nach den gegebenen Regeln ließen sich noch viele andere Gruppierungen entwerfen, für die praktischen Bedürfnisse werden jedoch die gegebenen Beispiele genügen.

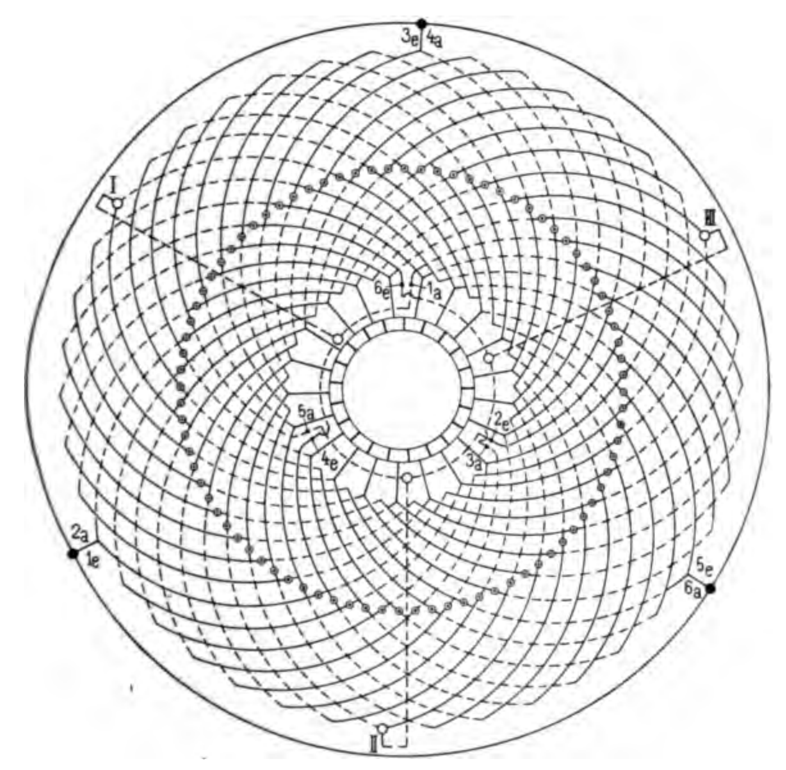


Fig. 130. Kombination einer dreiphasig aufgeschnittenen und einer unveränderten Gleichstromwicklung.

Die aufgeschnittenen Gleichstromwicklungen werden am häufigsten für die sekundären Wicklungen von asynchronen Motoren angewandt und zwar deswegen, weil hier meistens eine Stabwicklung ausgeführt werden kann, wofür die Gleichstromwicklung am geeignetsten ist, und weil es dann möglich ist, zwischen der primären und sekundären Nutenzahl des Motors ein Verhältnis zu erreichen, das nicht ganzzahlig ist.

14. Kombination aufgeschnittener und unveränderter Gleichstromwicklungen.

Die Kombination einer aufgeschnittenen und einer unveränderten Gleichstromwicklung ist in Fig. 130 dargestellt.[1]) Der Anker besitzt zwei getrennte Wicklungen. Die eine ist als reine Gleichstromwicklung ausgeführt und mit einem Kollektor versehen; die andere ist an

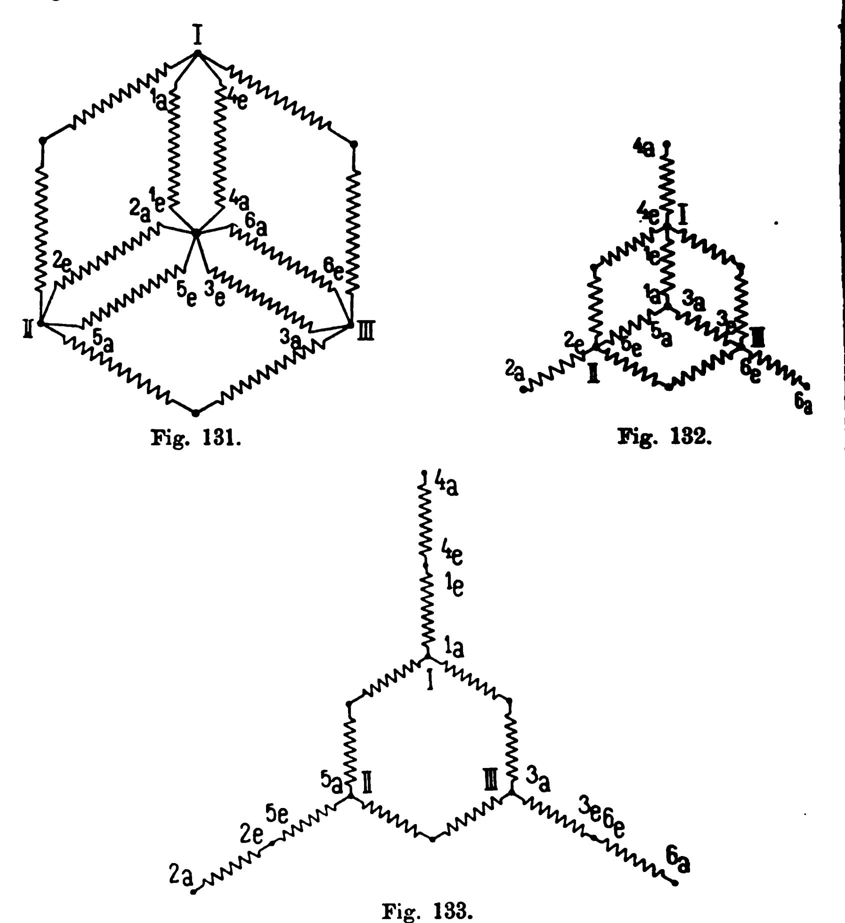


Fig. 131. Fig. 132.

Fig. 133.

Fig. 131—133. Verbindungsschemata für die Kombination aufgeschnittener und unveränderter Gleichstromwicklungen.

6 Punkten aufgeschnitten, so daß die Teile $1_a - 1_e$, $2_a - 2_e$ .... $6_a - 6_e$ entstehen. Wie die schematische Darstellung der Schaltung

[1]) G. Osanna. Über Schaltungen mit aufgeschnittenen Gleichstromwicklungen. Zeitschr. f. Elektr. 1899, S. 349.

Fig. 131 zeigt, sind diese Teile so verbunden, daß eine Sternschaltung mit je zwei parallelen Stromzweigen pro Phase entsteht. Die freien Enden des Sterns sind mit den Punkten gleichen Potentials der unaufgeschnittenen Wicklung I, II und III verbunden. Aus dem Schema ist zu erkennen, daß die zwischen diesen Punkten induzierten EMKe in beiden Wicklungen gleich sind.

Der Nullpunkt dieser Schaltung kann gleichzeitig als Anschlußpunkt des Nullleiters eines Dreileitersystems dienen, da in ihm die Spannung zwischen den Gleichstrombürsten halbiert ist.

Aus einem derartigen Anker kann man, indem man die Punkte I, II, III und den Nullpunkt zu Schleifringen führt, Drehstrom von der verketteten Spannung und von der Phasenspannung und ferner Gleichstrom entnehmen, und außerdem kann man noch die Gleichstromspannung durch Anbringen eines Mittelleiters halbieren.

Die Drehstromspannung kann man erhöhen, indem man die einzelnen Zweige so verbindet, wie die Fig. 132 u. 133 zeigen. Bei der Schaltung Fig. 133 erhält man die höchste Spannung des Drehstromes; hier hat man jedoch keinen Nullpunkt für die Teilung der Gleichstromspannung mehr. (Siehe auch Abschnitt 40.)

Fünftes Kapitel.

Die abgeänderten Gleichstromwicklungen.

15. Die abgeänderte Reihenwicklung.

Die Stabzahl einer Gleichstromreihenschaltung muß der Gleichung

$$s = 2p \cdot y_k \mp 2$$

genügen. Diese Formel wird erhalten, indem man die Bedingung aufstellt, daß man, dem Wicklungsschema folgend, nach einer gewissen Anzahl von Umgängen wieder zum Ausgangspunkte zurückgelangt.

Sieht man von dieser Bedingung ab, so kann man zu der Stabzahl der Gleichstromwicklung, die mit dem resultierenden Wicklungsschritt

$$y_k = \frac{y_1 + y_2}{2} = \frac{s \pm 2}{2p}$$

ausgeführt ist, eine gewisse Stabzahl hinzufügen oder von ihr wegnehmen, so daß eine andere gewünschte Stabzahl erhalten wird. Die Wicklung schließt sich dann nicht, und man muß, wenn man eine geschlossene Wicklung haben will, äußere Verbindungsstücke anbringen. Eine derartige Wicklung mit zugefügten oder weggenommenen Stäben soll als abgeänderte Gleichstromwicklung bezeichnet werden.

Will man eine unveränderte Reihenschaltung für Mehrphasenstrom verwenden und dabei für alle Phasen nur gleiche Stabzahlen z pro Phase zulassen, so erhält man als gesamte Stabzahl $m \cdot z$ und für den resultierenden Wicklungsschritt

$$y_k = \frac{mz \pm 2}{2p}.$$

Damit y_k eine ganze Zahl wird, dürfen m und z mit der Polpaarzahl p keinen gemeinschaftlichen Teiler haben. Die Wicklung ist also für Dreiphasenmaschinen, deren Polpaarzahl durch drei teilbar ist, und für Vierphasenarmaturen, bei denen p eine gerade Zahl ist, nicht anwendbar. Man kann jedoch die Bedingung, daß p und $m \cdot z$ teilerfremd sein müssen, umgehen, indem man eine abgeänderte Gleichstromwicklung ausführt. Man legt statt der Stabzahl $m \cdot z$ eine um u niederere oder höhere Stabzahl zu Grunde, für die eine Reihenschaltung möglich ist, und berechnet für diese den Wicklungsschritt. Zu dieser Gleichstromwicklung fügt man dann die u Stäbe hinzu oder nimmt sie weg. Die zugefügten Stäbe ändern an den Eigenschaften der Gleichstromwicklung nichts. Man kann die Wicklung daher, wie der Verfasser auch an anderer Stelle gezeigt hat,[1]) ohne weiteres mit einem Kollektor verbinden und sie für Umformer verwenden. Ferner ist es auch möglich, diesen Wicklungen gleichzeitig Drei- und Vier- bezw. Zweiphasenstrom zu entnehmen, da man bei der Festsetzung der Stabzahl pro Stromzweig $m \cdot z$ unbeschränkt ist und daher eine Zahl wählen kann, die sowohl durch drei als auch durch vier teilbar ist.

Bei der Ausführung der Wicklung geht man so vor, daß man von den zuzufügenden Stäben je zwei einander zuordnet und sie um den Wicklungsschritt y_1 oder y_2 voneinander entfernt in die Nuten einlegt. Bei ungleichen Schritten y_1 und y_2 auf beiden Seiten der Armatur ist darauf zu achten, daß der Schritt mit den übrigen Schritten der gleichen Armaturseite übereinstimmt. Am einfachsten vermeidet man einen Irrtum, indem man, wie in Fig. 134 gezeigt ist, die Wicklungsschritte zwischen den überzähligen Stäben vor Aufzeichnung der Wicklung durch Eintragen der entsprechenden Verbindungen markiert und die übrigen Verbindungen in Übereinstimmung mit diesen annimmt. Abgesehen davon, wird die Wicklung der übrigen Stäbe ohne Rücksicht auf die überzähligen, indem man diese hierbei als nicht vorhanden ansieht, als gewöhnliche Gleichstromwicklung ausgeführt. Zum Schlusse schneidet man diese an passender Stelle auf und fügt die überzähligen Stäbe ein. Hat man die Stäbe an beliebiger Stelle eingesetzt, so erhält man bei jedem Stabpaar zwei freie Enden der Wicklung. Dieser Fall wird später bei der abgeänderten Reihenparallelschaltung erläutert werden. Bei der einfachen Reihenschaltung setzt man jedoch die überzähligen Stäbe am besten unter aufeinanderfolgende Pole immer um einen Wicklungsschritt entfernt ein und verbindet

[1]) ETZ 1902, S. 219.

alle miteinander. Dann wird zum Schließen der Wicklung nur ein äußeres Verbindungsstück notwendig.

Eine besonders einfache Wicklung erhält man, wenn man zu einer Gleichstromwellenwicklung mit $s' = 2p \cdot y_k \mp 2$ Stäben zwei Stäbe zufügt oder zwei Stäbe von ihr wegnimmt, so daß die Stabzahl der Wicklung $s = m \cdot z = s' \pm 2$ wird. Als resultierender Wicklungsschritt der zu Grunde gelegten Gleichstromwicklung ergibt sich dann

$$y_k = \frac{s' \pm 2}{2p} = \frac{(mz \mp 2) \pm 2}{2p} = \frac{m \cdot z}{2p} \quad . \quad . \quad . \quad (11)$$

Hier muß also stets die Stabzahl pro Pol $\frac{m \cdot z}{2p}$ eine ganze Zahl sein.

Hat man zwei Stäbe pro Nut, so wird die Nutzahl ein Vielfaches der Polpaarzahl, so daß die Nuten unter allen Polpaaren gleiche Lage haben. Der resultierende Schritt ist gleich der doppelten Polteilung; die Feldverschiebung wird also Null.

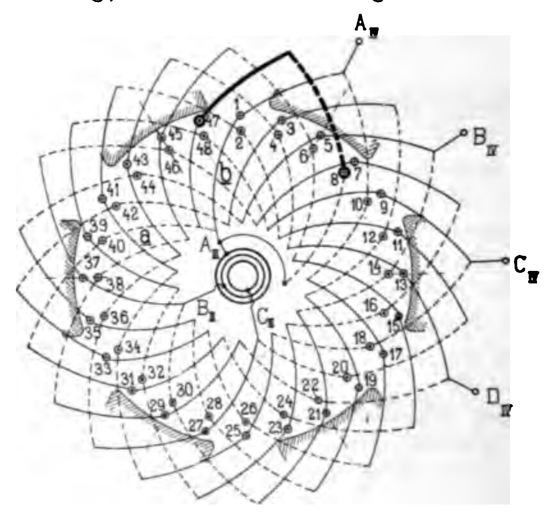


Fig. 134. Abgeänderte Gleichstromwicklung. $s = 48$, $p = 3$, $a = 1$, $m = 3$.

In Fig. 134 ist eine derartige Wicklung für

$$p = 3, \qquad a = 1, \qquad m = 3, \qquad z = 16, \qquad s = amz = 48$$

dargestellt. Wir legen eine Gleichstromreihenschaltung mit 46 Stäben zu grunde und erhalten

$$y_k = \frac{46 + 2}{6} = 8$$

$$y_1 = 9, \qquad y_2 = 7.$$

Zur Aufstellung des Wicklungsschemas zeichnen wir eine Armatur mit 48 Stäben auf und wählen zwei um den Wicklungsschritt $y_1 = 9$ entfernte Stäbe aus, die wir als zugefügte Stäbe betrachten wollen. In Fig. 134 sind diese Stäbe durch besonders starke Kreise bezeichnet, und auch im folgenden sollen die überzähligen Stäbe stets ebenso bezeichnet werden. Da y_1 und y_2 ungleich sind, müssen wir darauf achten, daß der Schritt zwischen den zugefügten Stäben mit den übrigen Schritten übereinstimmt.

Wir verbinden die überzähligen Stäbe daher durch eine Gabel; diese ist im Schema durch besonders starke Striche hervorgehoben. Die Verbindungen auf der Seite, auf der diese Gabel liegt, werden dann alle einander gleich und können sofort aufgezeichnet werden. Auf der andern Seite der Wicklung werden die zugefügten Stäbe ohne Verbindungen gelassen und sämtliche andern Stäbe der Reihe nach miteinander verbunden. Die Verbindungen, die einen der zugefügten Stäbe einschließen, werden dann auf dieser Seite länger als die übrigen. Die Wicklung schließt sich mit Auslassung der zugefügten Stäbe.

Hierauf wird die erste der längeren Verbindungen, die Gabel *ab* an der punktierten Stelle aufgeschnitten und *a* mit dem einen und *b* mit dem andern der zugefügten Stäbe verbunden. *a* bildet dann wieder einen Teil einer Gabel, während die von *b* ausgehende Verbindung außerhalb der Wicklung liegt. An der Stelle, wo die beiden Stäbe eingefügt sind, entsteht eine Schleife. Die abgeänderte Reihenschaltung mit zwei eingefügten Stäben kann also auch als Reihenwicklung mit eingesetzter Schleife betrachtet werden.

Will man die Aufzeichnung des Wicklungsschemas vermeiden, so kann man auch auf sehr einfache Weise die abgeänderte Reihenschaltung durch eine Wicklungstabelle darstellen.

Man numeriert sämtliche Stäbe mit Einschluß der zugefügten fortlaufend und stellt eine Tabelle der auszuführenden Verbindungen auf, wie dies für die Wicklung Fig. 134 im folgenden gezeigt ist.

Tabelle einer abgeänderten Reihenwicklung.

$s = 48, \quad p = 3, \quad a = 1, \quad m = 3.$

A_{III} 1	10	17	26	33	42
3	12	19	28	35	44
5	14	21	30 B_{III}	37	46
7	16	23	32	39	48
9	18	25	34	41	2
11	20 C_{III}	27	36	43	4
13	22	29	38	45	6
15	24	31	40	47	8 A_{III}

Die Zahlen werden dabei in $2p$ vertikalen Reihen angeordnet. Die Differenz zweier nebeneinander stehender Glieder ist jeweils gleich dem Wicklungsschritt y_1 bezw. y_2 und die Differenz zwischen zwei untereinander stehenden Zahlen gleich 2. Wir brauchen also nur bei der ersten Zeile der Tabelle auf den Wicklungsschritt zu achten, die folgenden Zeilen ergeben sich dann einfach, indem man zu den vorhergehenden zwei hinzufügt oder abzieht. Die überzähligen Stäbe werden ohne weiteres eingefügt.

Die Tabelle der abgeänderten Reihenschaltung mit zwei eingefügten Stäben wird also analog der Tabelle der unveränderten; nur beim Übergang von einer Zeile zur nächstfolgenden wird der Wicklungsschritt um zwei größer; hier liegen die oben bereits erwähnten längeren Verbindungen. Der erste und der letzte Stab der Tabelle sind diejenigen, welche durch eine außerhalb der Wicklung gelegene Verbindung zu vereinigen sind.

Diese Tabelle kann man auch bei der Aufzeichnung des Wicklungsschemas benutzen, indem man die Stäbe am Umfange durchlaufend numeriert, wie dies in Fig. 134 geschehen ist, und die in der Tabelle angegebenen Verbindungen einzeichnet. Auf die zugefügten Stäbe braucht man dabei keine Rücksicht zu nehmen.

Da die Stabzahl der gezeichneten Wicklung $s = 48$, sowohl durch drei als auch durch vier teilbar ist, kann man dieser sowohl Dreiphasen- als auch Vierphasenstrom entnehmen. Für Dreiphasenstrom erhält man $z = \frac{48}{3} = 16$ und für Vierphasenstrom $z = \frac{48}{4} = 12$. In Fig. 134 sind der Übersichtlichkeit halber die Anschlußpunkte A_{III}, B_{III}, C_{III} für Dreiphasenstrom nach innen und die Anschlüsse A_{IV}, B_{IV}, C_{IV}, D_{IV} nach außen aufgezeichnet. Die Lage der Anschlußpunkte findet man am einfachsten aus der Wicklungstabelle, indem man von einem Punkt bis zum folgenden um z Nummern weiterzählt. Die Anschlußpunkte A_{III}, B_{III} und C_{III} für Dreiphasenstrom sind in die Tabelle eingeschrieben.

Aufgeschnittene abgeänderte Reihenschaltung. Wie bei den unveränderten Gleichstromwicklungen liegen auch bei der abgeänderten, wenn der Wicklung Dreiphasenstrom entnommen werden soll, die Stäbe jeder Phase nicht beieinander. Um dies zu vermeiden, kann man die Wicklung gerade so, wie für die gewöhnliche Gleichstromwicklung gezeigt wurde, aufschneiden. In Fig. 135 ist das Schema einer solchen Wicklung für

$$p = 3, \quad a = 1, \quad m = 3, \quad z = 20, \quad s = a \cdot m \cdot z = 60$$

aufgezeichnet. Der Wicklungsschritt y beträgt:

$$y_k = \frac{maz}{2p} = \frac{60}{6} = 10$$

$$y_1 = 11, \qquad y_2 = 9.$$

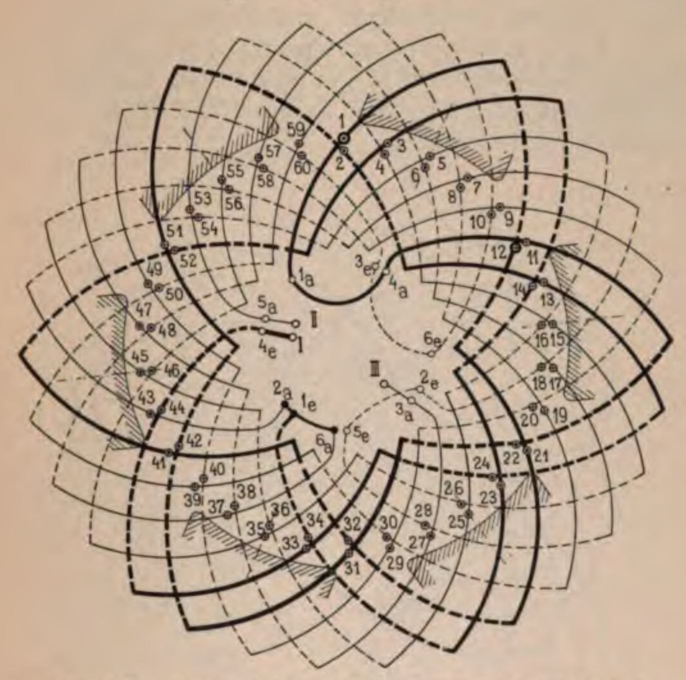


Fig. 135. Aufgeschnittene abgeänderte Reihenschaltung.
$p = 3,\ a = 1,\ m = 3,\ z = 20,\ s = 60.$

Tabelle der Verbindungen:

I. ○— $4_e\,4_a - 1_a\,1_e$ —●
II. ○— $5_a\,5_e - 2_e\,2_a$ —●
III. ○— $3_a\,3_e - 6_e\,6_a$ —●

Hiermit ergibt sich folgende Wicklungstabelle:

[1_a — 1	12	21	32	41	52
3	14	23	34 — 1_e]	[2_a — 43	54
5	16	25	36	45	56
7	18 — 2_e]	[3_a — 27	38	47	58
9	20	29	40	49	60 — 3_e]
[4_a — 11	22	31	42	51	2
13	24	33	44 — 4_e]	[5_a — 53	4
15	26	35	46	55	6
17	28 — 5_e]	[6_a — 37	48	57	8
19	30	39	50	59	10 — 6_e]

Mit Hilfe dieser Tabelle kann man die Stellen, an denen die Wicklung aufgeschnitten wird, sehr leicht bestimmen, indem man jeweils von einem Schnittpunkt zum folgenden (in horizontaler Richtung 1—12—21—32 u. s. f. fortschreitend) $\frac{s}{2ma} = 10$ Stäbe weiter zählt.

Wir bezeichnen die Anfänge und Enden der einzelnen Teile mit 1_a, 1_e, 2_a, 2_e u. s. w. und verbinden sie, wie oben bei den aufgeschnittenen Gleichstromwicklungen ausführlich behandelt ist. Die Schaltung der einzelnen Phasen ist so gewählt, daß die Verbindungsstücke möglichst kurz werden.

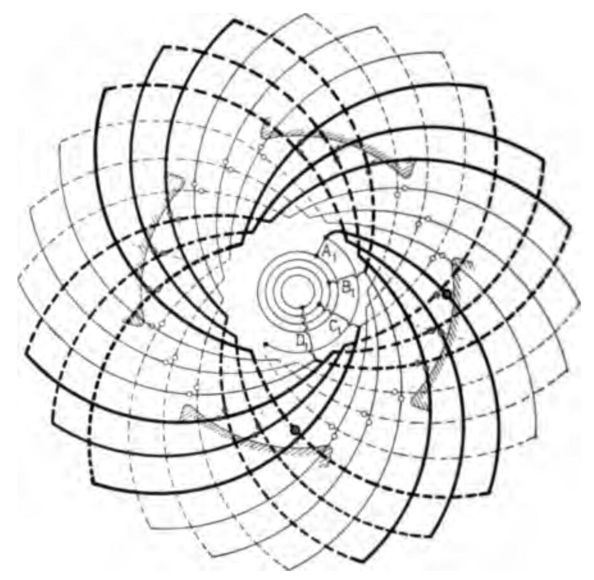


Fig. 136. Abgeänderte Reihenschaltung mit ganzer Stabzahl (3) pro Pol und Phase. $s = 48$, $p = 2$, $a = 1$, $m = 4$.

Das sonst bei der abgeänderten Reihenschaltung notwendige besondere Verbindungsstück fällt hier weg, da einer der Schnitte an die betreffende Stelle verlegt ist.

Bei den unveränderten und ebenso bei den gewöhnlichen aufgeschnittenen Gleichstromwicklungen darf, wie oben erklärt ist, die Stabzahl z pro Phase mit p keinen gemeinschaftlichen Teiler haben. Es ist daher nicht möglich, diese Wicklungen mit ganzen Stabzahlen x pro Pol und Phase auszuführen, da ja dann die Stabzahl pro Phase $z = 2px$ würde. Für die abgeänderten Gleichstromwicklungen, bei denen man in der Wahl der Stabzahlen unbeschränkt ist, besteht dieses Hindernis jedoch nicht. In Fig. 136 ist z. B. eine vierpolige

Vierphasenwicklung mit $z = 12$, also 3 Stäben pro Pol und Phase, dargestellt. Die Stabzahl beträgt $m \cdot z = 48$. Als resultierender Wicklungsschritt ergibt sich:

$$y_k = \frac{m \cdot z}{2p} = \frac{48}{4} = 12$$

$$y_1 = 13, \qquad y_2 = 11.$$

Löst man eine derartige Wicklung zu einer Zweiphasenwicklung auf, so erhält man eine Wicklung, die vollständig mit der in Fig. 100 S. 60 dargestellten umlaufenden Zweiphasenwicklung mit zwei Stäben pro Nut übereinstimmt.

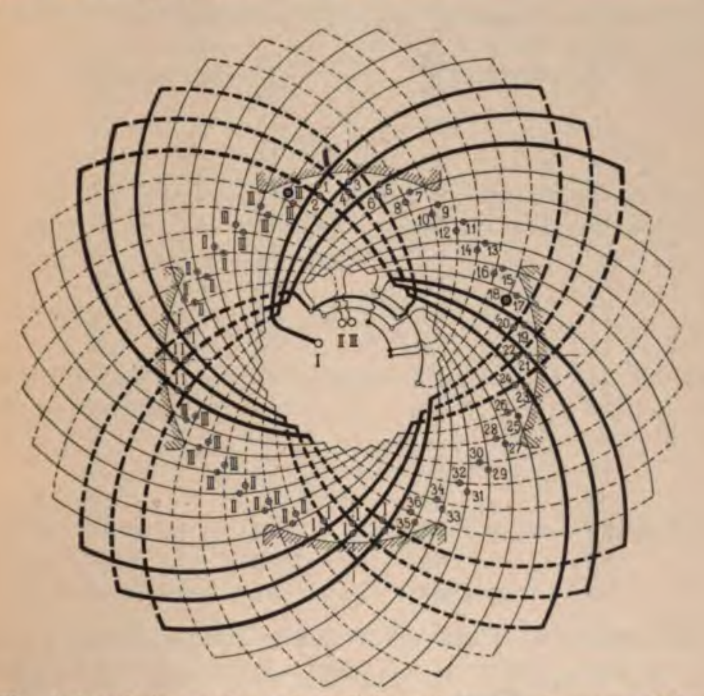


Fig. 137. Aufgeschnittene abgeänderte Reihenschaltung mit ganzer Stabzahl (6) pro Pol und Phase. $s = 72$, $p = 2$, $a = 1$, $m = 3$.

Ebenso ist eine solche aufgeschnittene Dreiphasenwicklung mit gerader Stabzahl r pro Pol und Phase identisch mit einer umlaufenden Dreiphasenwicklung mit zwei Stäben pro Nut, wie sie in Fig. 106 dargestellt ist. In Fig. 137 ist das Schema einer derartigen Wicklung mit 6 Stäben pro Pol und Phase aufgezeichnet. Es ist hier

$$m = 3, \quad p = 2, \quad a = 1, \quad z = 2p \cdot 6 = 24, \quad s = 72.$$

$$y_k = \frac{s}{2p} = \frac{72}{4} = 18$$

$$y_1 = 19, \quad y_2 = 17.$$

Die Stäbe sind auf der einen Hälfte der Wicklung, wie bei den im vorhergehenden behandelten Wicklungen fortlaufend numeriert und auf der andern Hälfte, wie bei den umlaufenden Wicklungen mit Phasenzahlen versehen. Aus dem Vergleich mit Fig. 106 kann man erkennen, daß die vorliegende Wicklung vollständig einer umlaufenden Wicklung mit zwei Stäben pro Nut entspricht.

Tabelle für eine abgeänderte Reihenschaltung mit:

$m = 3, \quad p = 2, \quad s = 72.$

1_a — 1	20	37	56
3	22	39	58
5	24	41	60 — 1_e
2_a — 7	26	43	62
9	28	45	64
11	30	47	66 — 2_e
3_a — 13	32	49	68
15	34	51	70
17	36	53	72 — 3_e
4_a — 19	38	55	2
21	40	57	4
23	42	59	6 — 4_e
5_a — 25	44	61	8
27	46	63	10
29	48	65	12 — 5_e
6_a — 31	50	67	14
33	52	69	16
35	54	71	18 — 6_e

Die Stellen, an denen die Wicklung aufzuschneiden ist, findet man, wie oben erläutert, aus der beigefügten Wicklungstabelle. Jeder Teil setzt sich aus

$$\frac{s}{2m} = \frac{2pr \cdot m}{2m} = pr$$

Stäben zusammen. Hierfür können wir, da r eine gerade Zahl ist, auch schreiben $\frac{s}{2m} = 2pu$, wo $u = \frac{r}{2}$ eine ganze Zahl ist. (Für 2 Stäbe pro Nut wird u gleich der Nutenzahl pro Pol und Phase q). Da bei einem Umgang der Wicklung $2p$ Stäbe berührt werden, kommt man daher stets nach u bezw. q vollen Umgängen zu einem

Schnittpunkt und alle Schnittpunkte liegen um je u Knotenpunktsteilungen voneinander entfernt.

Die Ausführung der vielen Verbindungen an der gleichen Stelle kann in manchen Fällen unbequem sein. Man wird dann zweckmäßiger eine Wicklung, wie sie Fig. 135 zeigt, ausführen, bei der die Stabzahl pro Pol und Phase keine ganze Zahl ist, da hier die Verbindungen auf den ganzen Umfang verteilt sind.

16. Die abgeänderte Reihenparallelwicklung.

Auch bei der Reihenparallelwicklung ist es möglich, durch Hinzufügen oder Weglassen von Stäben irgend eine gewünschte Stabzahl maz zu erreichen. Die Bedingung einer ganzen Stabzahl pro Pol führt hier entsprechend der Wicklungsformel

$$y_k = \frac{s' \pm 2a}{2p}$$

dazu, daß man der zu Grunde liegenden Gleichstromwicklung $\pm 2a$ oder $\pm(2p - 2a)$ Stäbe zufügen muß. In ersterem Falle erhält man auch hier den Wicklungsschritt

$$y_k = \frac{maz}{2p},$$

im anderen Fall wird der Wicklungsschritt etwas kürzer oder länger als die Polteilung

$$y_k = \frac{[maz \mp (2p - 2a)] \pm 2a}{2p} = \frac{maz}{2p} \mp 1.$$

Das Hinzufügen von $\pm(2p - 2a)$ Stäben kommt dann in Betracht, wenn $2p - 2a < 2a$ oder $2p < 4a$ ist.

Ein Beispiel einer derartigen Wicklung gibt Fig. 138. Hier ist

$$m = 3, \quad p = 3, \quad a = 2, \quad z = 12, \quad s = maz = 72$$

also $2p < 4a$. Wir legen eine Gleichstromwicklung mit der um $2p - 2a = 2$ geringeren Stabzahl $s' = 70$ zu grunde und erhalten

$$y_k = \frac{s' - 2a}{2p} = \frac{70 - 4}{6} = 11$$

$$y_1 = 11 \qquad y_2 = 11.$$

Die beiden zugefügten Stäbe sind wieder durch besonders starke Kreise bezeichnet.

Wenn die zu Grunde liegende unveränderte Reihenparallelschaltung einfach geschlossen ist, kann man, wie Fig. 139 zeigt,

die zuzufügenden Stäbe alle um einen Wicklungsschritt entfernt unter aufeinanderfolgenden Polen anordnen und unter sich verbinden. Man erhält dann nur eine äußere Verbindung. Man kann jedoch auch je zwei Stäbe an verschiedenen Punkten des Umfanges einsetzen und erhält dann entsprechend mehr äußere Verbindungsstücke. Hierdurch erreicht man, wie später gezeigt werden soll, eine größere Gleichheit der in den einzelnen Stromzweigen jeder Phase induzierten EMKe.

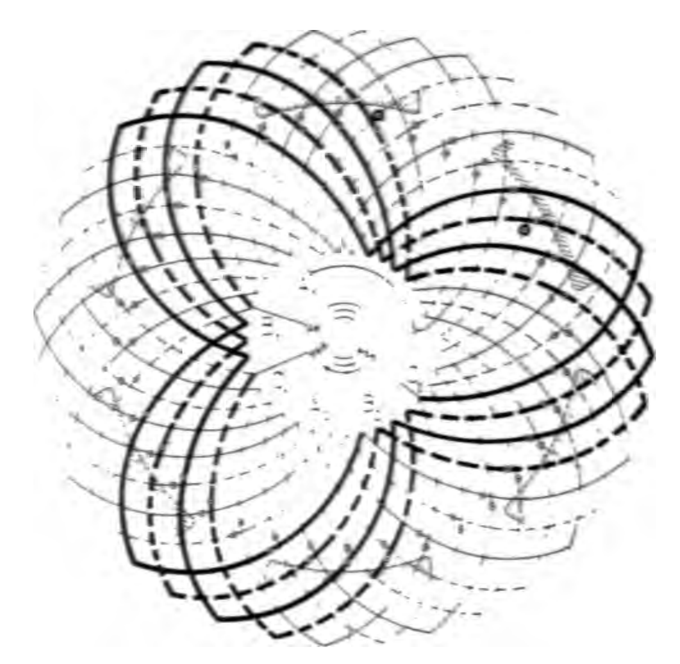


Fig. 138. Abgeänderte Reihenparallelschaltung mit zwei zugefügten Stäben.
$s = 72$, $p = 3$, $a = 2$, $m = 3$.

Bei einer **mehrfach geschlossenen Wicklung** sind die überzähligen Stäbe gleichmäßig auf die Einzelwicklungen zu verteilen, oder man kann diese Wicklung auch zu einer einfach geschlossenen machen, indem man von zwei miteinander verbundenen überzähligen Stäben einen mit einer der Einzelwicklungen und den andern mit einer andern Einzelwicklung vereinigt.

Bei der Aufstellung des Wicklungsschemas geht man wie bei der einfachen Reihenschaltung vor. Man zeichnet zuerst die Verbindungen der überzähligen Stäbe ein und verbindet dann die übrigen Stäbe, ohne die zugefügten weiter zu berücksichtigen, zu der zu Grunde liegenden Gleichstromwicklung. Hierauf schneidet

man diese auf und fügt die überzähligen Stäbe ein. In Fig. 139 ist die zuerst eingezeichnete Verbindung dieser Stäbe durch besonders starke Striche hervorgehoben.

Die Anschlußpunkte der einzelnen Phasen müssen, wie auf S. 67 bereits erläutert wurde, Punkte gleichen Potentials sein. Falls die Wicklung einfach geschlossen ist, kann man die Punkte finden, indem man, von irgend einem Stabe ausgehend, jeweils nach z Stäben einen Anschluß legt und eine andere Phase beginnt. Bei mehrfach geschlossenen Wicklungen wählt man irgend einen Stab einer Einzelwicklung als Anschlußpunkt der ersten Phase und geht von

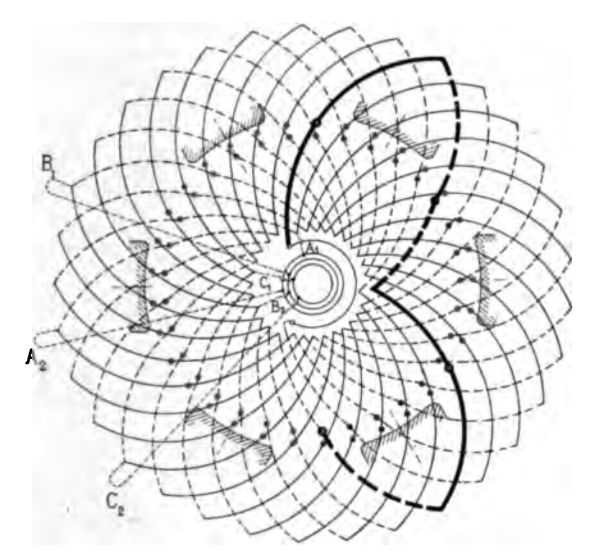


Fig. 139. Einfach geschlossene abgeänderte Reihenparallelschaltung mit vier zugefügten Stäben. $s = 66$, $p = 3$, $a = 2$, $m = 3$.

diesem um einen oder mehrere Potentialschritte, d. h. um eine oder mehrere Polpaarteilungen weiter. Die dort gelegenen Stäbe der anderen Einzelwicklungen sind als Anschlußpunkte der ersten Phase zu nehmen. Die Anschlußpunkte der übrigen Phasen findet man, indem man von den erst erhaltenen Abzweigstellen aus jeweils z Stäbe in der Wicklung weiter zählt.

Wählt man a gleich der halben Stabzahl pro Nut $\frac{s_n}{2}$, so kommen die parallelen Zweige jeder Phase in die gleichen Nuten zu liegen und die in ihnen induzierten EMKe werden gleich. Man kann jedoch auch eine um g größere Zahl paralleler Zweige $g \cdot \frac{s_n}{2}$ aus-

führen. Bei der unveränderten Gleichstromwicklung sind in diesem Falle die parallelen Zweige im Felde gegeneinander verschoben. Bei den abgeänderten Wicklungen vertauschen jedoch an den Stellen, wo die überzähligen Stäbe eingesetzt sind, die einzelnen Stromzweige ihre Lage im Felde, und man kann daher, indem man diese Stäbe an passenden Stellen einfügt, die Unsymmetrie zum Teil beseitigen. Man teilt den Armaturumfang in g Teile und fügt am Anfang jedes Teiles je s_n Stäbe unter den beiden ersten aufeinanderfolgenden

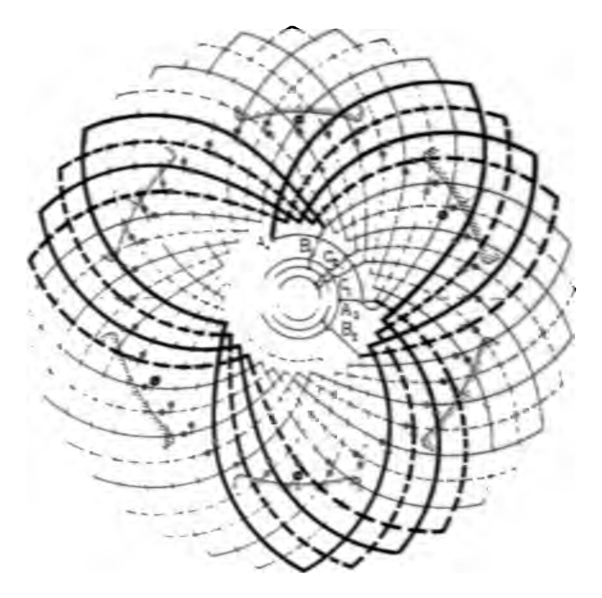


Fig. 140. Mehrfach geschlossene, abgeänderte Reihenparallelschaltung mit vier zugefügten Stäben. $s = 72$, $p = 3$, $a = 2$, $m = 3$.

Polen, die zu diesem Teile gehören, ein, und zwar sind $\frac{s_n}{2}$ Stäbe in den oberen Teil der ersten Nut jedes Teiles und $\frac{s_n}{2}$ Stäbe in den unteren Teil der um eine Polteilung entfernten Nut dieses Kreises einzusetzen. Die Stromkreise vertauschen dann am Umfange $g$mal ihre gegenseitige Lage und es wird eine annähernde Gleichheit der induzierten EMKe erreicht.

In Fig. 140 ist eine derartige Verteilung der zugefügten Stäbe dargestellt. Die Wicklung ist entworfen mit

$$m = 3, \quad p = 3, \quad a = 2, \quad z = 12, \quad s = 72, \quad s_n = 2.$$

Der Wicklungsschritt beträgt

$$y_k = \frac{zam}{2p} = \frac{72}{6} = 12$$

$$y_1 = 13, \qquad y_2 = 11.$$

Die zu Grunde liegende Gleichstromwicklung hat $maz - 2a =$ $- 4 = 68$ Stäbe. Da $\frac{68}{2} = 34$ und $y_k = 12$ den gemeinschaft-
hen Teiler zwei haben, ist die Wicklung zweifach geschlossen.
.st hier gleich zwei; wir müssen die Armatur daher in zwei
›iche Teile teilen, die zugefügten Stäbe folglich an diametralen
.nkten einsetzen. Die eine der Einzelwicklungen ist voll ausge-
gen, die andere gestrichelt. Wie man sieht, vertauschen sie an
n Stellen, wo die überzähligen Stäbe eingefügt sind, ihre Lage
Feld, denn an diesen Stellen folgen zwei punktierte Ver-
ndungen, die zu der gleichen Wicklung gehören, aufeinander.

Sechstes Kapitel.

Wechselstromwicklungen für große Stromstärken.

17. Besondere Wicklungen für große Stromstärken.

Wechselstromwicklungen für große Stromstärken kommen bei Niederspannungsmaschinen und Maschinen, deren Leistung im Verhältnis zur Spannung groß ist, in Frage. Ihre Ausführung bietet bei sehr großen Stromstärken einige Schwierigkeiten, die elektrischer und mechanischer Natur sind.

Zunächst darf der Stabquerschnitt mit Rücksicht auf die Vergrößerung des Widerstandes durch die Oberflächenwirkung (Skineffekt s. S. 368 Bd. I) und mit Rücksicht auf die Wirbelströme, die durch das Nutenfeld in massiven Stäben induziert werden, gewisse Grenzen nicht überschreiten. Man geht selten über 300 bis 400 mm² hinaus.

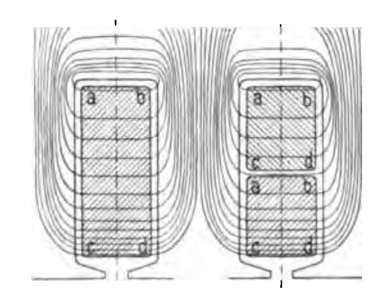


Fig. 141 a. Fig. 141 b.

Wie aus den Fig. 141 a und b ersichtlich, induziert das Nutenquerfeld, das vom Wechselstrome erzeugt wird, in dem Streifen *a-b* eines Stabes, der am tiefsten in der Nut liegt und von allen Kraftlinien geschnitten wird, die größte und in dem äußeren Streifen *c-d* die kleinste EMK. Es entstehen daher im Leiter Wirbelströme und der Arbeitsstrom wird nach außen (nach *c-d*) gedrängt, so daß er sich ungleich über den Querschnitt verteilt, wodurch der effektive Widerstand des Leiters erhöht wird.

Es ist daher zweckmäßig, große Leiterquerschnitte quer zur Nut, wie Fig. 141 b zeigt, zu trennen und die Wicklung mit zwei oder mehr parallelen Drähten pro Loch auszuführen.

Ein Verlöten der Stäbe einer Nut an beiden Enden würde
n Nutzen der Trennung vernichten, da für die Wirbelströme

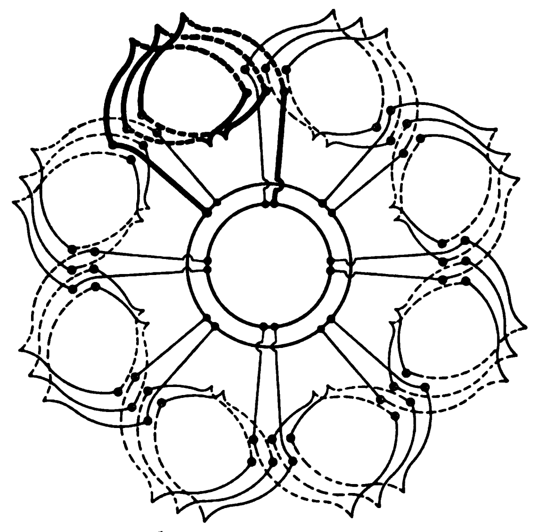


Fig. 142. Dreilochspulenwicklung mit acht parallelen Zweigen.

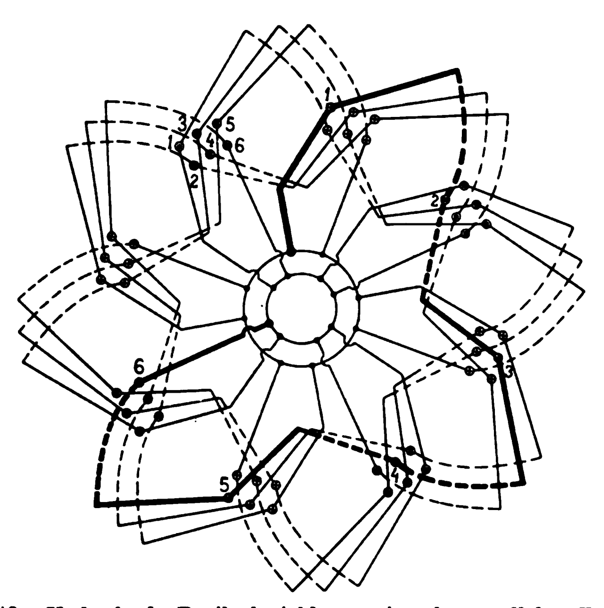


Fig. 143. Umlaufende Dreilochwicklung mit acht parallelen Zweigen.

r obere und untere Stab einen in sich geschlossenen Stromkreis
lden. Ein Spalten des Drahtes längs der Nut ist wenig wirksam.

Mit großer Sorgfalt ist ferner darauf zu achten, daß die parallel geschalteten Windungen gleich große EMKe ergeben, die miteinander in Phase sind, so daß keine inneren Ströme entstehen. Es muß also jede Gruppe von Spulen mit allen übrigen mit ihr parallel geschalteten Gruppen vollkommen übereinstimmen, sowohl hinsichtlich der Lage der Stäbe im Felde und in den Nuten, als auch der Zahl der Stäbe oder Windungen.

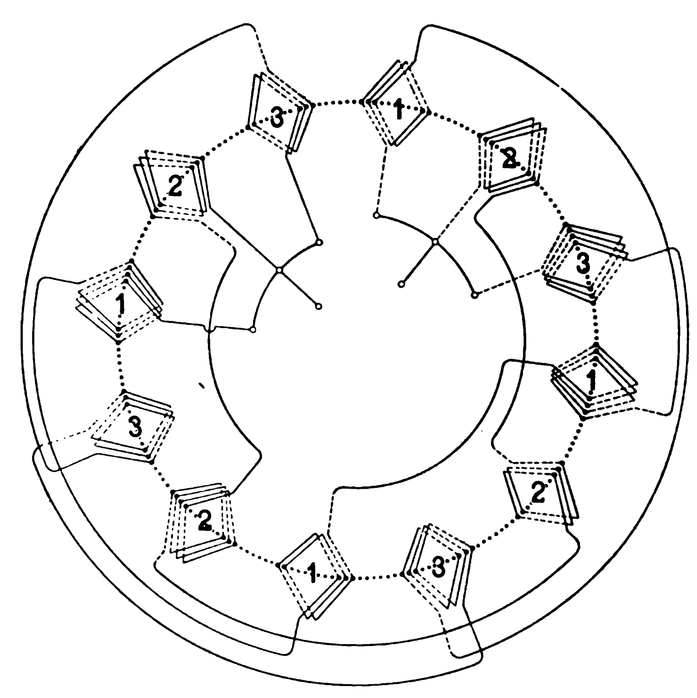


Fig. 144. Spulenwicklung für große Stromstärken (drei parallele Zweige).

In Fig. 142 ist eine einphasige **Spulenwicklung** dargestellt, die auch für jede Phase einer Mehrphasenwicklung Gültigkeit hat. 8 Spulengruppen von je drei Windungen sind parallel geschaltet und jeder Gruppe gehören drei Stäbe, die oben, und drei Stäbe, die unten in der Nut liegen, an.

Liegt bei dieser Wicklung das Magnetrad exzentrisch zum Anker, so wird sich die Belastung nicht gleichmäßig auf alle Spulen verteilen, obwohl die Ankerrückwirkung, die bei den stark belasteten Spulen am größten ist, auf eine gleiche Verteilung der Belastung hinwirkt.

Eine gegen magnetische Unsymmetrien weniger empfindliche Wicklung entsteht, wenn wir die Stäbe zu einer umlaufenden Wick-

ıg verbinden, wie Fig. 143 zeigt. Hierbei ist darauf zu achten, ß jeder Wellenzug eine gleiche Anzahl im Felde gleich gelegener

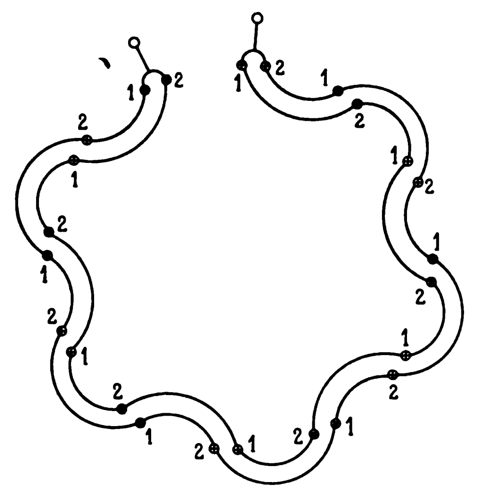


Fig. 145. Umlaufende Wicklung mit zwei parallelen Zweigen.

be enthält. In der Figur besitzt jeder Wellenzug von den 6 schieden im Felde liegenden Stäben je einen.

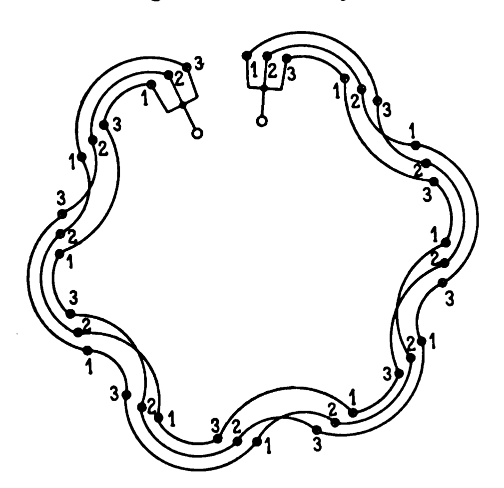


Fig. 146. Umlaufende Wicklung mit drei parallelen Zweigen.

Ein 24poliges dreiphasiges Schema mit 72 Stäben pro Phase, ɔhe in 3 Gruppen zu 24 parallel geschaltet sind, zeigt Fig. 144. Stirnverbindungen der Stäbe sind nur für eine Phase gezeichnet. könnten die aufeinanderfolgenden Spulen von je 8 Polen zu

einer Gruppe hintereinander verbinden und würden so die klei Zahl von Querverbindungen erhalten. In Fig. 144 sind je

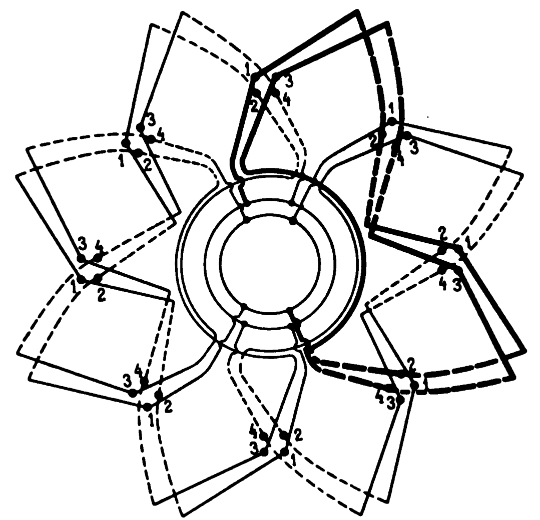


Fig. 147. Gemischte Wellen- und Schleifenwicklung mit vier Stäben pr und vier parallelen Zweigen.

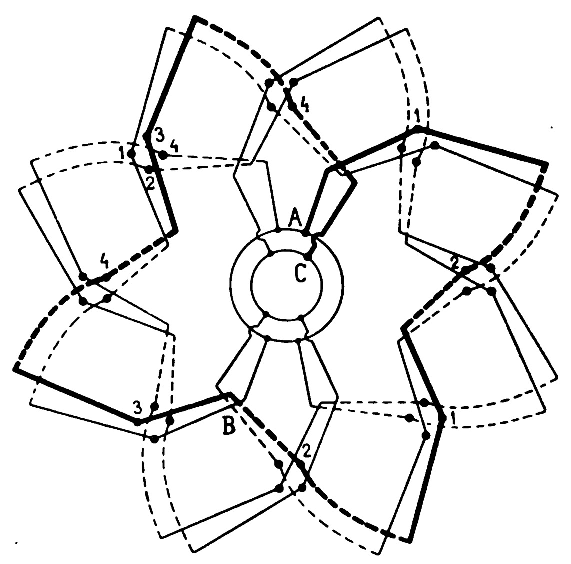
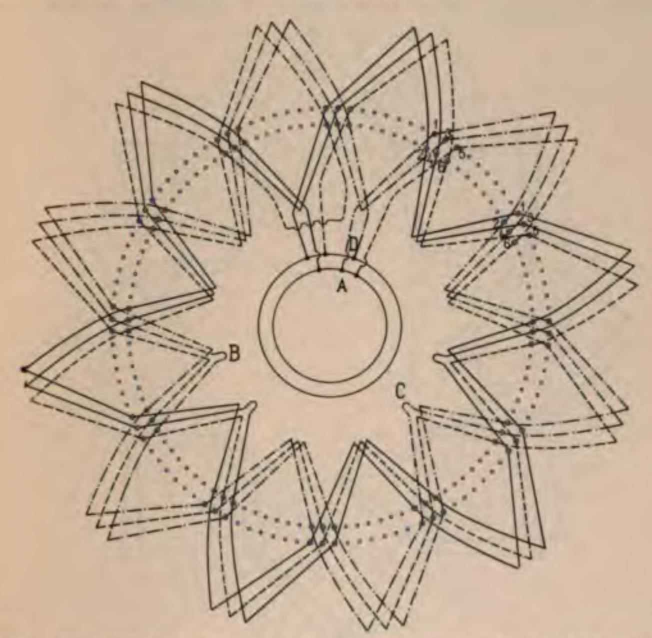


Fig. 148. Wellenwicklung mit vier Stäben pro Pol und vier parallelen Zw

die Spulen der Gruppen 1, 2 und 3 gleichmäßig am Umfan teilt, und damit die Querverbindungen zum Teil außen und zu

nen liegen, haben die aufeinanderfolgenden Spulen einer Gruppe wechselnd $2^1/_2$ und $3^1/_2$ Windungen oder 5 und 7 Stäbe.

Eine einfache umlaufende Wicklung mit zwei parallel geschalteten lften veranschaulicht Fig. 145. Die in den Stäben 1 und 2 inzierten EMK sind in der Phase entsprechend der Lochdistanz as verschieden, da aber jede Hälfte gleichviele Stäbe 1 und 2 itzt, kann kein innerer Strom entstehen.



'ig. 149. Wellenwicklung mit sechs Stäben pro Pol und drei parallelen Zweigen.

Fig. 146 stellt eine Phase einer umlaufenden **Dreilochwicklung** r, bei der die Stäbe in drei Gruppen parallel geschaltet sind. Wicklungsschritte müssen so ausgeführt werden, daß in jeder uppe die Stäbe 1, 2 und 3 in gleicher Anzahl vorhanden sind, vorliegenden Fall enthält jede Gruppe von jeder Art 4 Stäbe. Um se Bedingung erfüllen zu können, muß die Polzahl durch die Lochl pro Pol und Phase drei teilbar und die Polpaarzahl gerade sein.

Eine **achtpolige Wicklung** mit vier parallel geschalteten uppen stellt Fig. 147 dar. Jede Gruppe enthält je zwei von n Stäben 1, 2, 3 und 4.

Die Wicklung ist eine **gemischte Wellen- und Schleifen-icklung**, da wir nach 4 durchlaufenen Stäben wieder zum Ausngspunkt zurückkehren. Die Wicklung läßt sich auch als reine

Wellenwicklung ausführen, wie Fig. 148 zeigt. Die Wicklungsschritte müssen so gewählt werden, daß jede Gruppe von den Stäben 1, 2, 3 und 4 eine gleiche Anzahl enthält. Gehen wir z. B. von *A* aus, so durchläuft man bis *B* die Stäbe 1 — 2 — 1 — 2, nun wird der Schritt geändert und man durchläuft bis *C* die vier Stäbe 3 — 4 — 3 — 4.

Ist die Stabzahl pro Pol und Phase gleich der parallel zu schaltenden Gruppen oder ein ganzes Vielfaches davon, so macht

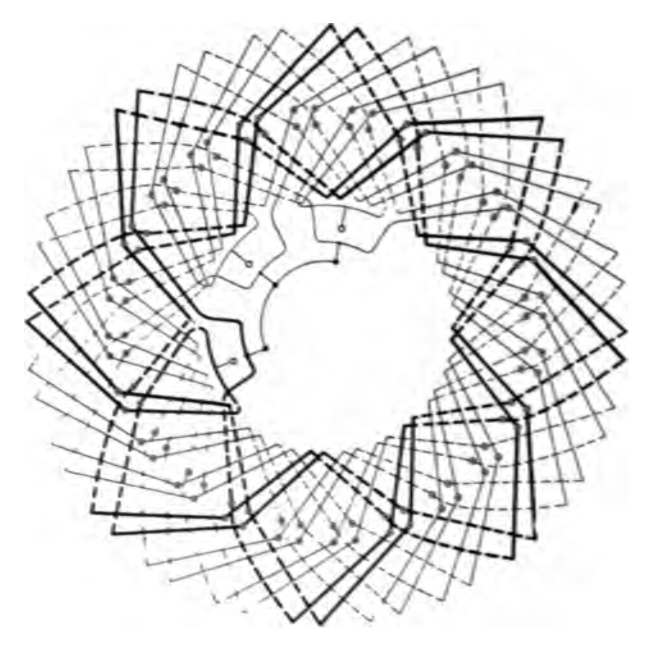


Fig. 150. Achtpolige Dreiphasenwicklung mit vier Stäben pro Pol und Phase. Wellenwicklung mit zwei parallelgeschalteten Zweigen.

die Wicklung jeder Gruppe im Schema eine ganze Zahl von Umgängen. Fig. 149 veranschaulicht ein solches Schema. Wir haben $6 = 2 \cdot 3$ Stäbe pro Pol und Phase, die in drei Gruppen parallel geschaltet sind. Da die Polzahl gleich 12 ist, haben wir $6 \times 12 = 72$ Stäbe pro Phase und 24 Stäbe in einer Gruppe. Damit jede Gruppe von den Stäben 1 bis 6, deren Lage im Feld und in den Nuten verschieden ist, eine gleiche Anzahl enthalten soll, muß der Schritt nach je $\frac{24}{3}$ = 8 durchlaufenen Stäben geändert werden.

Für die Gruppe, welche bei *A* und *D* endigt, findet die Änderung des Schrittes bei *B* und *C* statt. Einer Gruppe entsprechen zwei Umgänge.

Das vollständige Schema einer Dreiphasenwicklung für 8 Pole und 4 Stäbe pro Pol und Phase mit je zwei parallel geschalteten Gruppen gibt Fig. 150. Es bedarf keiner weiteren Erläuterung, die Gruppen sind unter sich vollkommen symmetrisch.

Ist die Stabzahl pro Pol und Phase durch die Zahl der parallel zu schaltenden Gruppen nicht teilbar, so ist die Zahl der Umläufe einer Wicklungsgruppe keine ganze Zahl.

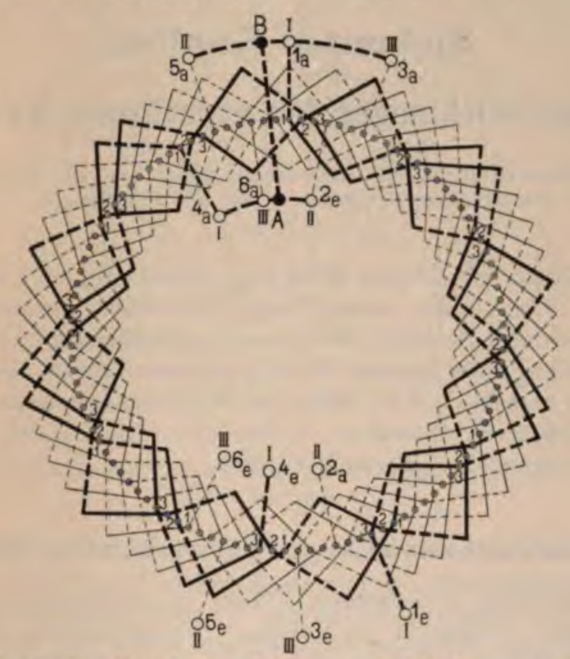


Fig. 151. Zwölfpolige Dreiphasenwicklung mit drei Stäben pro Pol und Phase. Wellenwicklung mit zwei parallelen Zweigen.

Fig. 151 stellt als Beispiel hierzu eine 12polige Dreiphasenwicklung mit 3 Stäben pro Pol und Phase, also mit 36 Stäben pro Phase dar, die in zwei Gruppen parallel geschaltet sind. Die Stäbe einer Gruppe machen $\frac{3}{2} = 1{,}5$ Umgänge. Die Wicklung ist so entworfen, daß jeder Gruppe eine gleiche Anzahl von den Stäben 1, 2 und 3 angehört und daß die Enden der Gruppen möglichst nahe zusammenfallen, so daß nur kurze Querverbindungen nötig werden. Die Enden 2_a, 2_e, 4_a, 4_e und 6_a, 6_e liegen auf der einen Seite und die Enden 1_a, 1_e, 3_a, 3_e und 5_a, 5_e auf der andern Seite der Wicklung. Für den neutralen Punkt der Sternschaltung ist eine über oder quer durch die Armatur gehende Verbindung *A-B* erforderlich.

Siebentes Kapitel.

Besondere Wicklungen für asynchrone Maschinen.

18. Gleichstromwicklungen mit verkürztem Schritt. — 19. Wicklungen für verschiedene Polzahlen. — 20. Rotorwicklungen.

Die bisher behandelten Wicklungen sind alle auch für die Statoren und Rotoren der asynchronen Maschinen anwendbar. Die Statoren werden namentlich bei Hochspannungsmaschinen meist mit Spulenwicklung, die Rotoren oft mit aufgeschnittenen Gleichstromwicklungen versehen. Eine Reihe von Wicklungen kommen dagegen nur für asynchrone Maschinen in Betracht. Diese sollen daher im folgenden besonders behandelt werden.

18. Gleichstromwicklungen mit verkürztem Schritt.

Um möglichst sinusförmige Feldkurven bei Zweiphasenmotoren zu bekommen, schlägt B. G. Lamme[1]) Gleichstromwicklungen mit verkürztem Wicklungsschritt vor. Eine derartige Wicklung ist in Fig. 152 dargestellt. Es ist eine zweiphasige Schleifenwicklung mit 32 Stäben. Setzt man in den Wicklungsformeln

$$y_1 = \frac{s - b}{2p} + 2\,, \qquad y_2 = \frac{s - b}{2p}$$

$b = 14$ ein, so erhält man die verkürzten Schritte

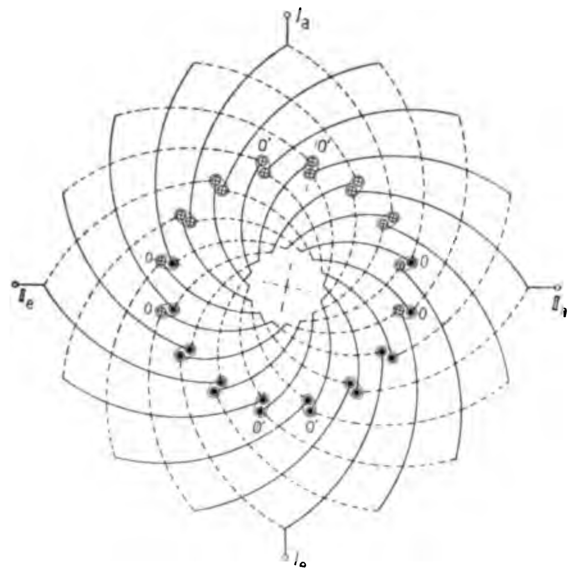
$$y_1 = \frac{32 - 14}{2} + 2 = 11 \text{ und } y_2 = \frac{32 - 14}{2} = 9\,.$$

In der Figur sind die Stromrichtungen für den Augenblick eingezeichnet, wo der Strom in der Phase I ein Maximum hat, während der der andern Phase gleich Null ist. Man sieht, daß an den Stellen des Umfangs, wo die Stromrichtung sich ändert und die

---

[1]) Engl. Patent 1898 No. 5064.

-motorische Kraft also am größten ist, je zwei mit Null
ete Nuten liegen, in denen die Stromrichtungen der Stäbe
entgegengesetzt sind; diese bleiben also magnetisch un-



:. Zweiphasige Schleifenwicklung mit verkürztem Schritt für asynchrone Motoren.

ı. Eine halbe Periode später, wo der Strom der zweiten
einen Höchstwert hat, sind die um eine halbe Polteilung von
ten 0 entfernten Nuten 0′ magnetisch unwirksam. Das Feld
Wicklung soll später ausführlicher behandelt werden.

19. Wicklungen für verschiedene Polzahlen.

e synchrone Tourenzahl n eines Wechselstrommotors bei der
nzahl c ist durch die Gleichung

$$n = \frac{60c}{p}$$

. Für konstante Periodenzahl ist sie umgekehrt proportional
zahl. Man kann also durch Änderung der Polzahl eine
ıende Tourenregulierung erreichen.
Änderung der Polzahl wird durch Umschalten eines Teiles
rwicklung bewirkt, die zu diesem Zwecke besonders an-
ist. Im folgenden sind eine Reihe derartiger Wicklungen
n.

a) Einphasenwicklungen für verschiedene Polzahlen. Am einfachsten ist eine Veränderung der Polzahl bei Einphasenwicklungen zu erreichen. Die Wicklung wird jeweils in zwei Teile geteilt und zur Veränderung der Polzahl die Stromrichtung in einem Teile umgekehrt. Die im folgenden hierfür gegebenen Wicklungsschemas sollen nur das Prinzip der verschiedenen Polumschaltungen erläutern. Die angegebenen Anordnungen lassen sich natürlich für verschiedene Spulenzahlen anwenden und durch Aneinanderreihen mehrerer Schemas auf höhere Polzahlen ausdehnen.

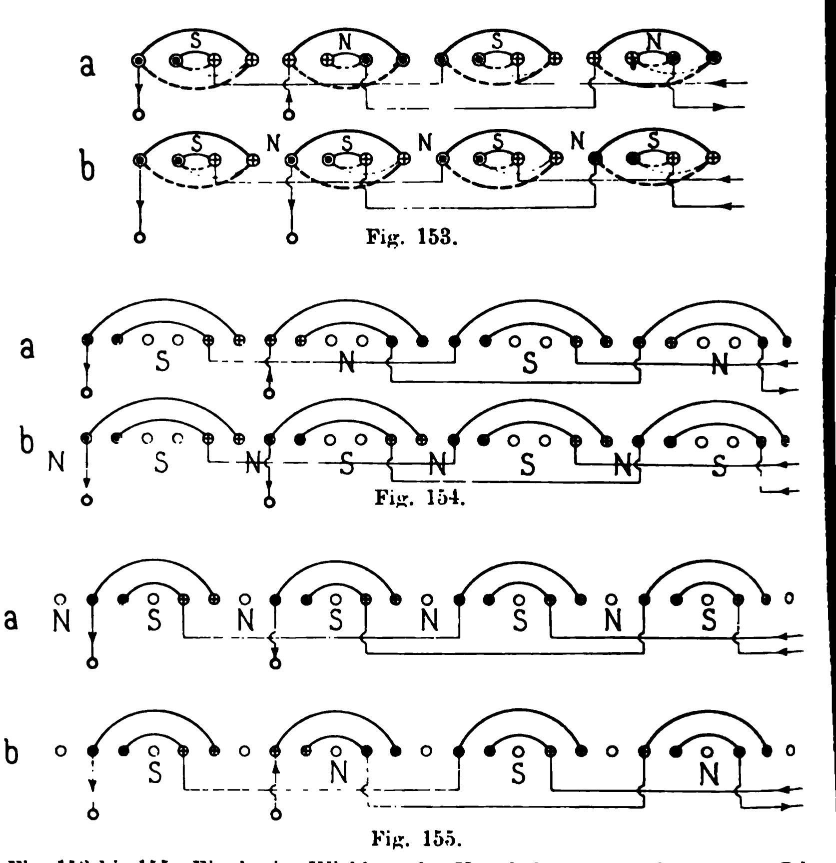


Fig. 153 bis 155. Einphasige Wicklung für Umschaltung von vier auf acht Pole.

Polumschaltung im Verhältnis 1 : 2. Eine Spulenwicklung für Polumschaltung im Verhältnis 1 : 2 von 4 auf 8 Pole ist in Fig. 153 gegeben. Die Wicklung besteht aus lauter gleichen Spulengruppen. Von diesen werden die erste und dritte und die zweite und vierte miteinander verbunden, so daß zwei Stromkreise entstehen.

Zur Polumschaltung wird die Stromrichtung in der zweiten und vierten Spulengruppe umgekehrt.

Man kann die Wicklung, bei der sämtliche Löcher am Umfange besetzt sind, entweder als vierpolige Wicklung nach der Art, wie sie in Fig. 59 dargestellt ist, betrachten oder sie als achtpolige nach dem Schema Fig. 58 ansehen. Sie ist also für beide Polzahlen gleichwertig. Soll jedoch, wie dies bei Einphasenmotoren öfters geschieht, nur ein Teil, z. B. $^2/_3$, der Löcher pro Pol bewickelt werden, so kann die Wicklung nur für eine Polzahl normal ausgeführt werden. Sie muß dann entweder, falls die Maschine hauptsächlich vierpolig laufen soll, nach Fig. 154 angeordnet werden, wo die unbewickelten Löcher an vier um die Polteilung der vier-

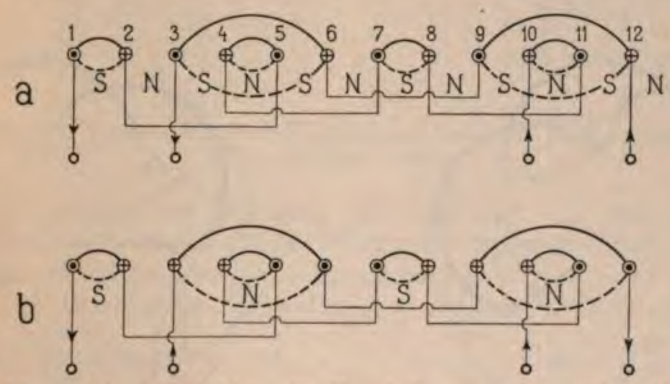


Fig. 156. Einphasige Wicklung für Umschaltung von vier auf zwölf Pole.

poligen Wicklung entfernten Stellen verteilt sind, oder sie wird, wie in Fig. 155, als normal achtpolige Armatur, die dem Schema Fig. 58 entspricht, gewickelt und es wird an acht Stellen des Umfanges je ein Loch frei gelassen.

Polumschaltung im Verhältnis 3 : 1. Um eine Veränderung der Polzahl im Verhältnis 3 : 1 zu erreichen, muß man die Wicklung aus langen und kurzen Spulen zusammensetzen, wie dies in Fig. 156 für eine 12- und 4-polige Wicklung schematisch dargestellt ist. Hier bedeutet jeder Kreis die Spulenseiten unter einem der 12 Pole. Numeriert man die Kreise mit 1 bis 12, so ist so zu wickeln, daß man vier kurze Spulengruppen, 1—2, 4—5, 7—8, 10—11, und zwei lange, 3—6 und 9—12, erhält. Die kurzen Spulen werden miteinander verbunden und ebenso die langen hintereinander geschaltet. Kehrt man den Strom in den langen Spulen um, so wird die Polzahl auf den dritten Teil herabgesetzt und man erhält in unserem Falle eine vierpolige Wicklung.

Polumschaltung im Verhältnis 2:3. Auch eine Änderung der Polzahl im Verhältnis 2:3 läßt sich durch passende Anordnung und Verbindung der Spulen erreichen. Diese Schaltung ist in den Figg. 157 und 158 für 4 bezw. 6 Pole gezeigt. Die Wicklung besteht aus gleichen gekreuzten Spulen, von denen wieder je eine Hälfte hintereinander geschaltet ist. Im Schema ist der eine Stromkreis stark, der andere schwach ausgezogen. Numeriert man die Spulenköpfe fortlaufend, so gehören die Spulen 1, 2, 3 zum einen und 4, 5, 6 zum andern Kreis. Durch Aneinanderreihen derartiger Schemas kann man Wicklungen für beliebige Vielfache von 4 und 6 Polen erhalten. Hier werden dann die Spulen 1, 2, 3 — 7, 8, 9 — 13, 14, 15 u. s. w. hintereinander geschaltet.

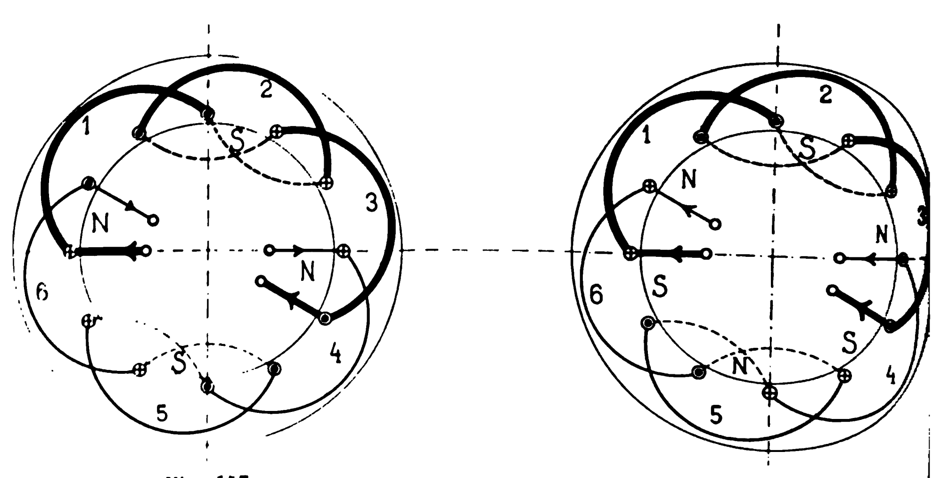


Fig. 157. Fig. 158.
Einphasige Wicklung für Umschaltung von vier auf sechs Pole.

Sämtliche im Vorhergehenden beschriebenen Wicklungen waren Spulenwicklungen. Die gleichen Prinzipien lassen sich natürlich ohne weiteres auch auf umlaufende Wicklungen anwenden, indem man die Stäbe nach den für die Spulenwicklungen angegebenen Schemas verbindet. Der Schritt auf der einen Seite der Armatur wird gleich lang wie die Spulenköpfe der Spulenwicklungen, der auf der anderen Seite gleich lang, wie die Verbindungen der einzelnen Spulen.

b) **Dreiphasenwicklungen für verschiedene Polzahlen.** Polumschaltung bei Ringwicklung. Eine beliebige Änderung der Polzahl läßt sich mit einer Dreiphasen-Ringwicklung erreichen. Am einfachsten wird die Umschaltung, wenn die Polzahlen im Verhältnis 1:2 stehen. Motoren mit einer derartigen Wicklung wurden

zuerst im Jahre 1893 nach Angaben von Dr. Behn-Eschenburg von der Maschinenfabrik Örlikon ausgeführt.

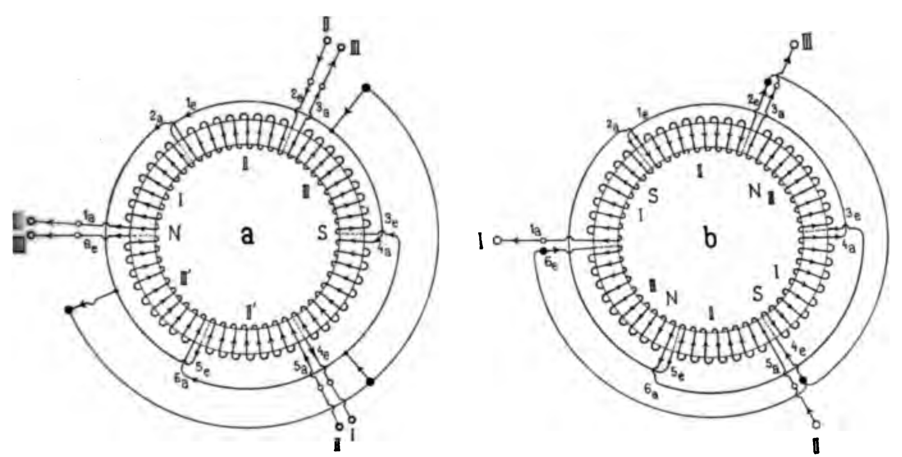


Fig. 159a und b. Ringwicklung für Polumschaltung von zwei auf vier Pole. Maschinenfabrik Örlikon.

Das Schema der Wicklung für zwei und vier Pole ist in Fig. 159a und b gegeben. Die Wicklung ist in sechs Teile geteilt, so daß jeder Phase zwei Teile entsprechen. Diese sind an einem Ende fest miteinander verbunden und werden entweder parallel

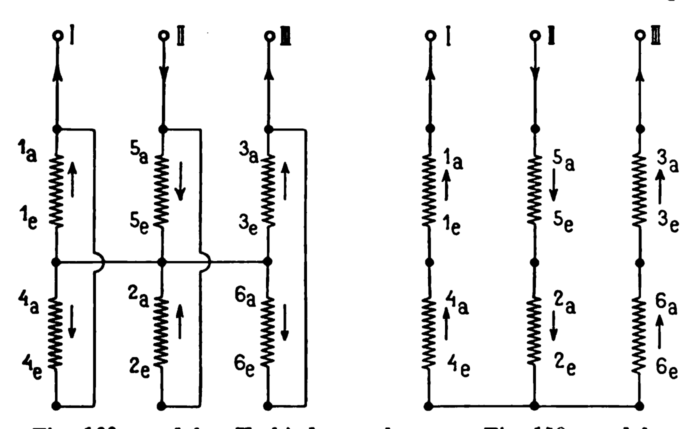


Fig. 160a und b. Verbindungsschema zu Fig. 159a und b.

oder hintereinander geschaltet. Bei Parallelschaltung (Fig. 159a) ergeben sich zwei Pole, bei Serienschaltung (Fig. 159b) vier Pole. Bei zweipoliger Schaltung haben je zwei am Umfange aufeinanderfolgende Spulen eine Phasendifferenz von 60^0 und bei vierpoligem Feld von 120^0.

Die beiden Schaltungen und der zugehörige Schalter sind in den Fig. 160a und b und 161 schematisch aufgezeichnet. Wie man sieht, bleibt bei der Polumschaltung die Stromrichtung in der einen Hälfte der Spulen unverändert, in der andern Hälfte wird sie umgekehrt. Der Übergang von Schaltanordnung, Fig. 160a zu Fig. 160b, wird bewirkt, indem der Schalter, Fig. 161 von a nach b, umgelegt wird

Polumschaltung bei Trommelwicklung von Dahlander. Auch bei Trommelwicklung kann durch besondere Anordnung und Schaltung eine Veränderung der Polzahl erreicht werden. Eine

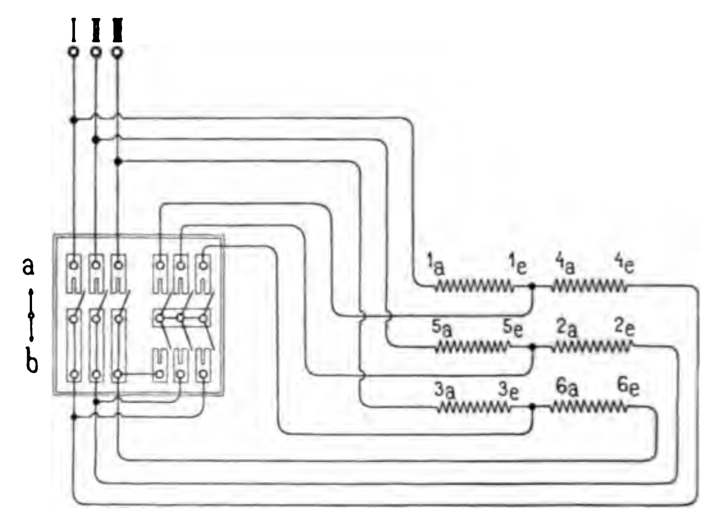


Fig. 161. Umschalter zu Wicklung Fig. 159a und b.

Wicklung zur Veränderung der Polzahl im Verhältnis 2 : 1 ist von R. Dahlander in E. T. Z. 1897 S. 257 angegeben worden.[1]) Die Wicklung wird, wie in Fig. 162 gezeigt ist, als normale Spulenwicklung für die höhere Polzahl ausgeführt, deren Spulen nach Schema Fig. 76 S. 46 gekreuzt sind. Die Hälfte der Spulen jeder Phase wird hintereinander geschaltet, und zwar überspringt man mit den Verbindungen, von einer Spule ausgehend, jeweils die folgende der gleichen Phase und geht zur nächstfolgenden, so daß längs des Umfangs die Spulen einer Phase abwechselnd dem einen und dem andern Stromkreise angehören. Die beiden Stromkreise jeder Phase werden, wie in Fig. 164 schematisch dargestellt ist, am einen Ende A_1, B_1, C_1 miteinander verbunden. Von den beiden frei bleibenden Enden wird das eine mit den entsprechenden Enden der anderen Phasen

[1]) D. R. P. 98417.

fest zu einem neutralen Punkte vereinigt. Das andere Ende, das in den Figuren mit A, B, C bezeichnet ist, wird bei der achtpoligen Schaltung (Fig. 162) zu einer der Stromzuführungsklemmen geführt; die beiden Stromkreise sind dann wie bei der Ringschaltung für die höhere Polzahl hintereinander geschaltet. Um auf die halbe Polzahl zu gelangen, werden die beiden Spulengruppen jeder Phase

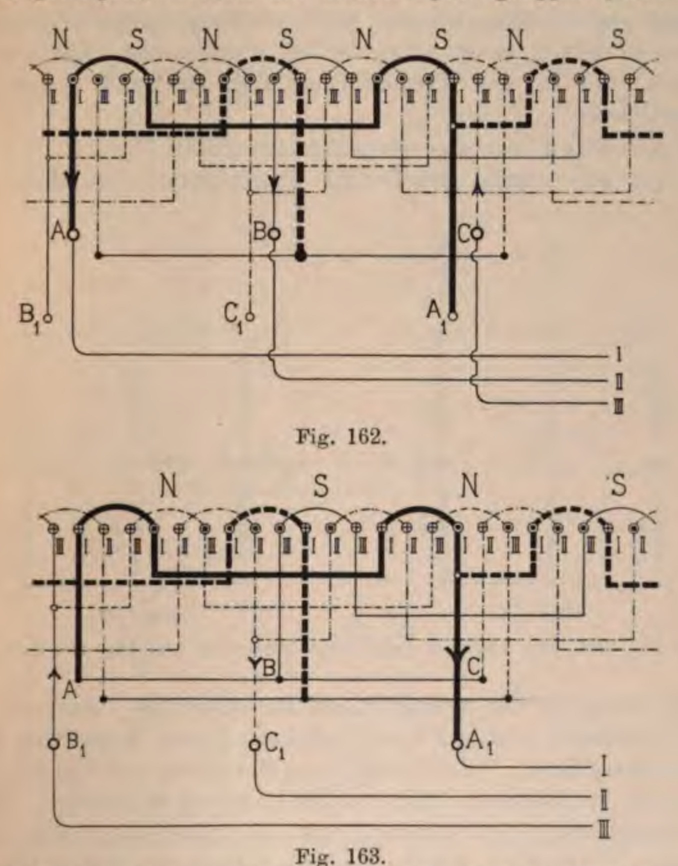


Fig. 162.

Fig. 163.

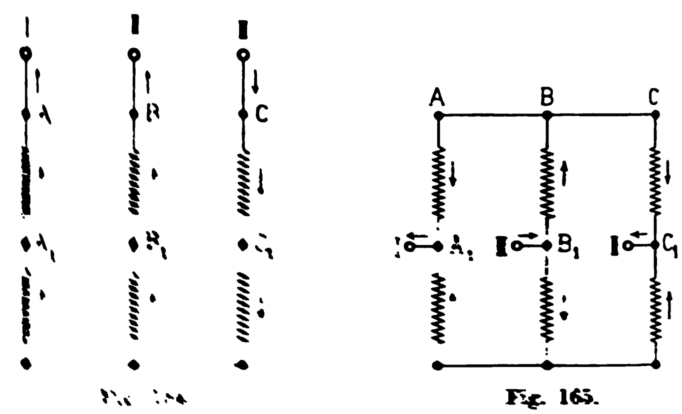
Fig. 162 und 163. Spulenwicklung von Dahlander für Polumschaltung von acht Polen auf vier Pole.

parallel geschaltet. Man erreicht dies nach Fig. 163 und 165 in einfacherer Weise, wie bei der Schaltung Fig. 160, indem man auch die Klemmen A, B, C zu einem neutralen Punkte vereinigt und die Stromzuführung an die Verbindungsstellen beider Spulengruppen A_1, B_1, C_1 anschließt. Die Parallelschaltung der Spulengruppen allein würde zwar die halbe Anzahl der Drehfelder ergeben, diese würden sich jedoch in entgegengesetzter Richtung drehen, wie die

der achtpoligen Schaltung. Man muß daher außerdem die zweite und dritte Phase vertauschen, um den richtigen Drehsinn zu erhalten.

Daß man durch die angegebene Umschaltung tatsächlich die halbe Zahl der Drehfelder erhält, wird durch die Fig. 166 und 167 erläutert, in denen der Verlauf der Ströme in den einzelnen Drähten während einer halben Periode für beide Schaltungen dargestellt ist. Die sieben Zeilen entsprechen sieben aufeinander folgenden Zeitpunkten, die in den Stromkurven Fig. 168 mit 1 bis 7 bezeichnet sind.

Fig. 166 gilt für die achtpolige Schaltung Fig. 162, es ist jedoch nur eine Hälfte der Drähte eingezeichnet. In Zeitpunkt 1



[illegible] Fig. 165.

[illegible] Fig. 162 und 163.

[illegible] Maximum, während er in [illegible] Dieser Moment ist auch in [illegible] der Strom von Phase I zu Null [illegible] umgekehrt, während [illegible] unverändert ist. In den [illegible] die Ströme der Phasen III und II [illegible] um. Die Stellung der Pole ist [illegible] Man kann aus [illegible] am Umfange [illegible]

[illegible] der Schaltung Fig. 163 dar. [illegible] Figur, indem man [illegible] in Zeile 6 [illegible]

ehrt. Die Stellung der Pole ist hier ebenso bezeichnet, wie in 166.

Wie man sieht, ist die Polzahl durch die Stromumkehr auf Hälfte vermindert. Jedoch wirken hier nicht, wie bei dem hfeld Fig. 166, sämtliche Drähte jedes Pols in gleichem Sinne, lern an den Stellen, wo sich gerade die Polmitten befinden, ken zwei Drähte einander entgegen und nur die übrigen kommen zur Wirksamkeit.

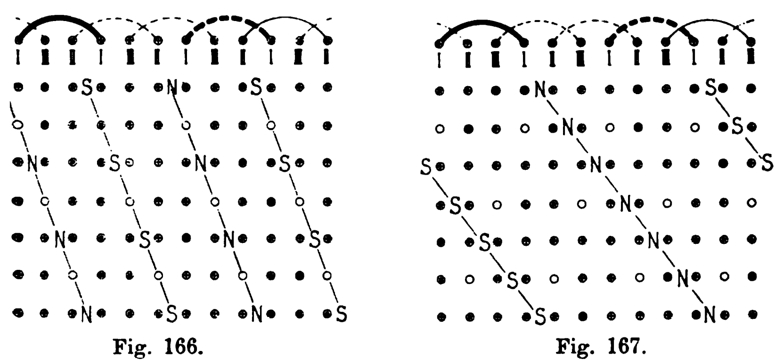


Fig. 166. Fig. 167.

166 und 167. Schema des Stromverlaufes in der Wicklung Fig. 162 u. 163 während einer halben Periode.

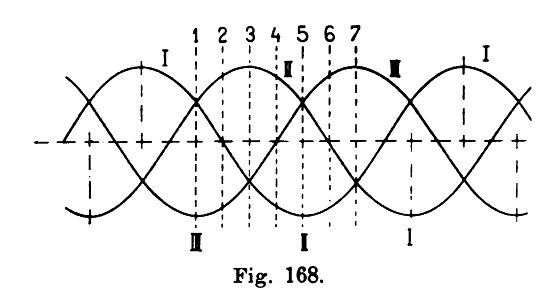


Fig. 168.

Um durch die Umschaltung die durch die Fig. 166 bis 167 luterte Wirkung zu erzielen, ist es notwendig, daß die Spulen-›fe in der in Fig. 162 gezeichneten Weise gekreuzt sind. Bei in icher Richtung am Umfange abgebogenen Köpfen (Fig. 169) ist die ränderung der Polzahl durch keinerlei Umschaltung zu erreichen. › Drehfelder der kleineren Polzahl verschwinden hier nämlich, nn ihre Mittellinie, wie in Fig. 169, durch die Strichpunktierte ıie angedeutet ist, zwischen zwei Spulengruppen zu liegen kommt, der mittlere Kraftlinienweg außerhalb der Spulen verläuft.

ᵏann die Wicklung von Dahlander auch als Schleifen-›ach Fig. 170 ausführen. Die Stäbe in jeder Nut

sind hier nach der gleichen Richtung abgebogen. Die Wickl[illegible] muß daher als Stirnwicklung ausgeführt werden. Man kann di[illegible] Wicklung als Gleichstromschleifenwicklung ansehen, bei der di[illegible] Hälfte aller Stäbe weggenommen ist.

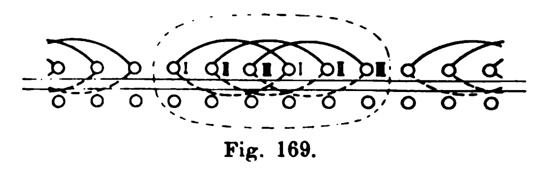


Fig. 169.

Will man die vielen äußeren Verbindungen vermeiden, so kan[illegible] man die Wicklung auch als umlaufende Wicklung ausführen. Hie[illegible] muß dann der Schritt auf der einen Seite der Armatur gleich de[illegible]

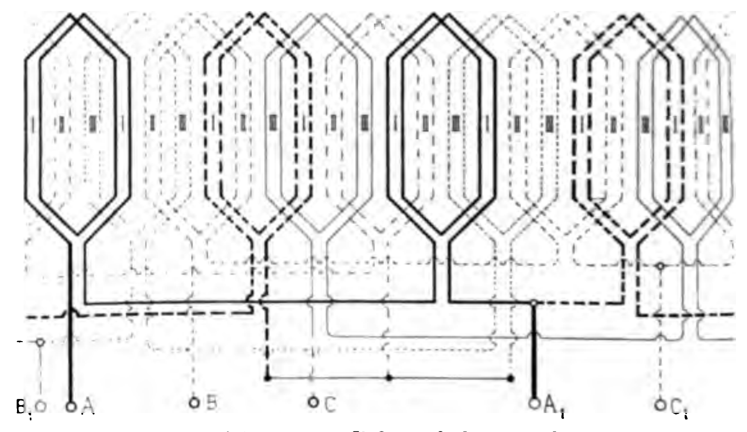


Fig. 170. Spulenstabwicklung **für Polumschaltung acht auf vier Pole nach** Dahlander.

Teilung τ für die höhere Polzahl und **der auf der andern Seit[illegible]** gleich 3τ sein.

Da die Spulenweite bei der **Dahlanderschen Wicklung d[illegible]** größeren Polzahl angepaßt ist, arbeitet die **Wicklung zwar f[illegible]** diese Polzahl günstig, bei der kleineren Polzahl **ergibt sie jedo[illegible]** eine ungünstige Kurvenform.

Gleichstromwicklungen mit **verkürztem Schritt f[illegible]** verschiedene Polzahlen. Eine Wicklung, **bei der sich f[illegible]** beide Polzahlen annähernd gleich günstige **Verhältnisse erziel[illegible]** lassen, ist in letzter Zeit der Maschinenfabrik **Örlikon patenti[illegible]** worden.[1] Hier wird für die Spulenweite **eine Länge, d[illegible]**

[1]) D.R.P. 13[illegible]51

zwischen der größeren und kleineren Polteilung liegt, gewählt.

Die Wicklung wird zu diesem Zwecke als Gleichstromschleifenwicklung mit (für die größere Polzahl) verlängertem oder (für die kleinere Polzahl) verkürztem Schritte ausgeführt. Die Wicklungsformel lautet ähnlich der Formel 1 S. 65

$$y_1 = \frac{s+b}{k} + 2; \qquad y_2 = \frac{s+b}{k} \quad . \quad . \quad . \quad (12)$$

wobei unter k eine Zahl verstanden ist, die zwischen der größeren und kleineren Polzahl liegt. Die beiden Polzahlen können zu einander in beliebigem Verhältnis stehen.

Soll die Wicklung für beide Polzahlen annähernd gleich geeignet sein, so wird für k das Mittel zwischen beiden Polzahlen gewählt, und die Schritte entsprechen dann bei Polumschaltung im Verhältnis 1 : 2 ca. $^4/_3$ der kleineren Polteilung τ. Andernfalls kann die Wicklung mehr der einen oder der andern Polzahl angepaßt werden, je nachdem k näher bei der einen oder andern Polzahl angenommen wird.

In den Fig. 171 und 172 ist eine derartige Wicklung mit 96 Stäben für 4 oder 8 Pole aufgezeichnet. k ist gleich 6 gewählt; es wird also

$$y_1 = \frac{s+b}{k} + 2 = \frac{96-6}{6} + 2 = 17$$

$$y_2 = \frac{s+b}{k} \qquad = \frac{96-6}{6} \qquad = 15.$$

Die Wicklung ist eine unveränderte Parallelschaltung und es werden jeweils die unter den einzelnen Polpaaren liegenden Spulengruppen jeder Phase parallel geschaltet. Die Wicklung ist zu diesem Zwecke, wie auf S. 72 für diese Schaltung angegeben ist, für jede Polzahl in $p \cdot m$ gleiche Teile zu teilen, von deren Teilpunkten Abzweigungen zu den Stromzuführungsklemmen ausgehen. Stehen, wie im vorliegenden Falle, die beiden Polzahlen im Verhältnis 1 : 2, so fallen die sich für die kleinere Polzahl ergebenden Ableitungen, mit denjenigen für die größere Polzahl zusammen und man erhält allgemein $p_h \cdot m$ Ableitungen, wo p_h die höhere Polpaarzahl bedeutet.

Für die Wicklung Fig. 171 und 172 ergeben sich demnach $p_h \cdot m = 4 \cdot 3 = 12$ Abzweigungen.

Bei der vierpoligen Schaltung Fig. 171 wird der Strom bei den Klemmen A, B, C, die in der Figur durch starke Kreise an-

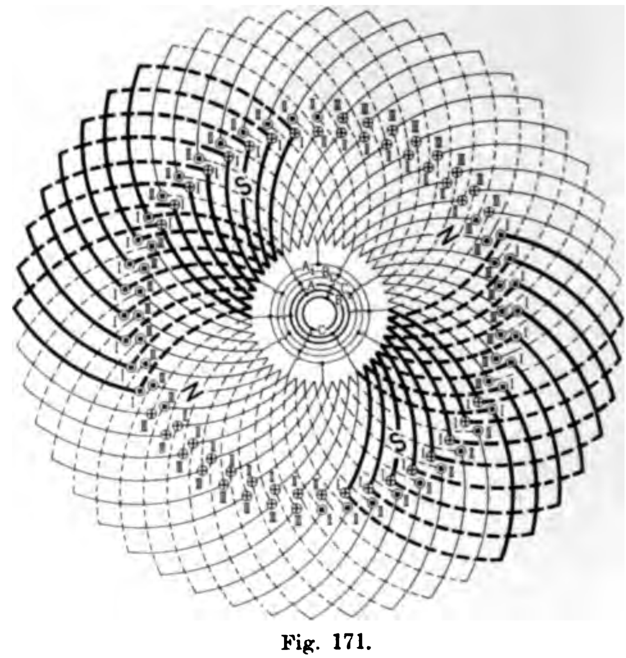


Fig. 171.

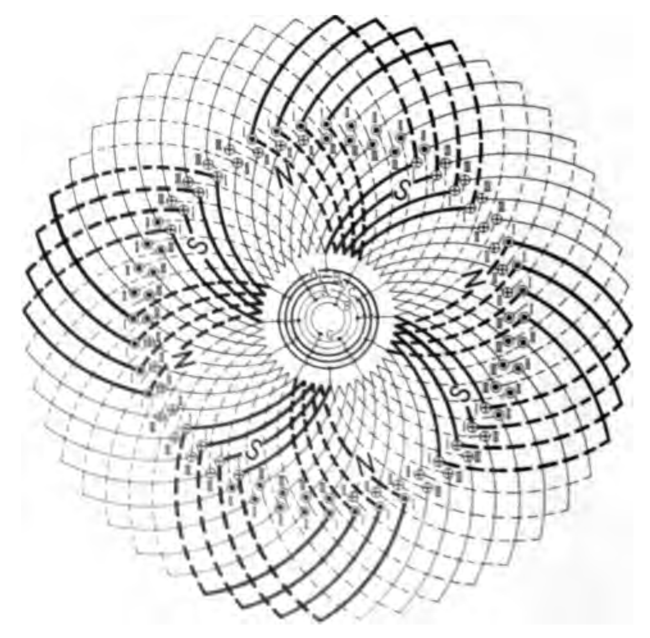


Fig. 172.

Fig. 171 und 172. Schleifenwicklung mit verkürztem Schritt für Po
umschaltung von vier Polen auf acht Pole. (Maschinenfabrik Örliko

utet sind, eingeleitet und es führen pro Phase $p_n = 2$ um $= \frac{96}{4} = 24$ Knotenpunktsteilungen voneinander entfernte Ab-ngen Strom ($p_n =$ niedere Polpaarzahl). Bei der achtpoligen ltung, Fig. 172, sind die Ringe A_1, B_1, C_1, die hier durch te Kreise hervorgehoben sind, an die Stromzuführung ange-ossen und es führen pro Phase $p_h = 4$ um $\frac{s}{2\,p_h} = \frac{96}{8} = 12$ Knoten-ktsteilungen entfernte Abzweigungen Strom. Die Reihenfolge Phasen in den am Umfange aufeinanderfolgenden Abzweig-en ist in beiden Fällen dieselbe.

Das DRP. 138854 der Maschinenfabrik Örlikon bezieht sich auf Schleifenwicklungen, man kann jedoch, wie Fig. 173 und 174 t, die Wicklung für Polumschaltung auch als Wellenwicklung ühren. Man macht in diesem Falle den resultierenden Schritt ch der doppelten Polteilung ($= 2\,T$) der kleineren Polzahl. Die itte y_1 und y_2 werden ungleich; der Schritt y_1 wird verkürzt, vird verlängert. Je kleiner man y_1 wählt desto mehr nähert sich den für die kleinere Polzahl günstigsten Verhältnissen. einem Schritt

$$y_1 = \frac{2}{3}\,T = \frac{4}{3}\,\tau = \frac{1}{3}\,(y_1 + y_2) \quad . \quad . \quad . \quad (13)$$

eitet die Wicklung für beide Polzahlen annähernd gleich günstig = Polteilung für die größere Polzahl).

Die Wicklung Fig. 173 und 174 hat wie die vorher behandelte leifenwicklung 96 Stäbe und ist von vier auf acht Pole um-altbar. Da für 96 Stäbe eine unveränderte Reihenschaltung ıt ausführbar ist, ist die Wicklung als abgeänderte Reihen-altung mit zwei zugefügten Stäben (siehe S. 100) ausgeführt. resultierende Schritt berechnet sich nach Gl. 11 zu

$$y_1 + y_2 = \frac{s}{p_n} = \frac{96}{2} = 48\,.$$

Wir wählen

$$y_1 \cong \frac{1}{3}\,(y_1 + y_2) = 17$$

$$y_2 = 48 - 17 = 31\,.$$

Für die vierpolige Schaltung Fig. 173 wird die Wicklung, wie e normale Reihenschaltung für drei Phasen, in $m \cdot a = 3 \cdot 1$ Teile eilt, und man erhält drei Ableitungen A, B, C, die an die Strom-ührungsklemmen anzuschließen sind. Für acht Pole (Fig. 174) d die Wicklung in $2\,a \cdot m = 6$ Teile geteilt, so daß jeder Teil

... für die größere Polzahl ... gemeinsam ... In den Abzweigungen 1, 3, 5 ... Abzweigungen 2, 4, 6 ... Die Phase ... Anfänge in gleicher Reihenfolge wie bei ... Man erhält demnach bei der geschlossenen ...

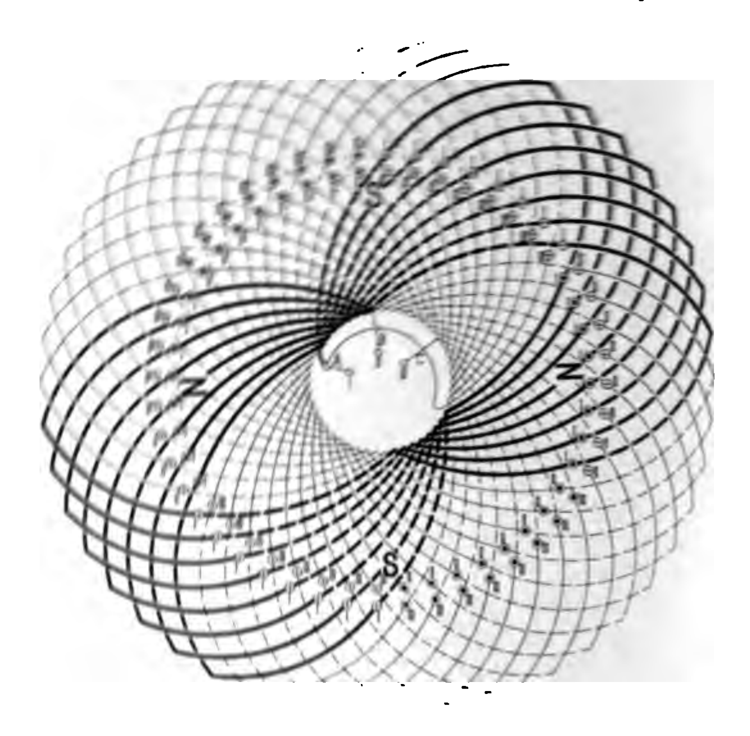


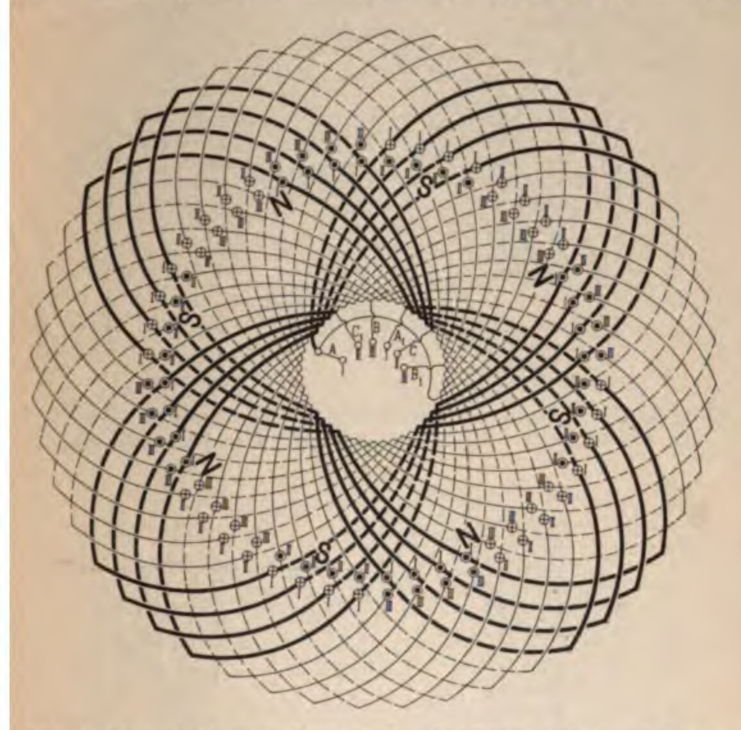
Fig. ... Wellenwicklung mit verkürztem Schritt für Polumschaltung von ... Polen auf acht Pole.

... wicklung für zwei verschiedene Polzahlen stets 2 m ... bei der niederen Polzahl nur ... angeschlossen wird.

... Ausführung der Wicklungen ... Drehstromwicklungen ... Windungen pro Phase ... Windungszahlen ... Nach ... erhält man in die ... wenn die Klem...

nungen für die verschiedenen Polzahlen sich umgekehrt ver-
n, wie diese Polzahlen. Die Maschinenfabrik Örlikon ver-
rt daher in einem Transformator die Spannung für die eine
ahl in dem angegebenen Verhältnis.

Schneidet man die Wicklung auf, so kann man es durch
ende Verbindung der einzelnen Teile erreichen, daß man für
e Polzahlen gleichviel hintereinander geschaltete Windungen



. 174. Wellenwicklung mit verkürztem Schritt für Polumschaltung von vier Polen auf acht Pole.

ilt. In Fig. 175a und b sind die sechs Teile der Wicklung
. 173 und 174 und ihre Verbindung schematisch aufgezeichnet.
Die Anfänge und Enden der einzelnen Teile sind mit 1_a — 1_e,
-2_e u. s. w. bezeichnet. Für die niedere Polzahl wird der Strom
drei, für die höhere an sechs Stellen zugeführt und es ergeben
in den einzelnen Spulengruppen die in der Figur eingeschrie-
en Phasen. Schneidet man die Wicklung auf und verbindet
in der in Fig. 176a und b angegebenen Weise, so kann man,
die Figur zeigt, allein durch Verlegung der drei Strom-
itungen von den Punkten A, B, C nach A_1, B_1, C_1 dieselbe

Phasenvertauschung in den sechs Spulengruppen erzielen. Die Zahl der in Serie geschalteten Windungen pro Phase bleibt dabei für beide Polzahlen die gleiche.

Eine Wellenwicklung für sechs und zwölf Pole, die auf diese Art geschaltet ist, ist in den Fig. 177 u. 178 aufgezeichnet. Die Wicklung enthält wie die im vorhergehenden beschriebenen Wicklungs-

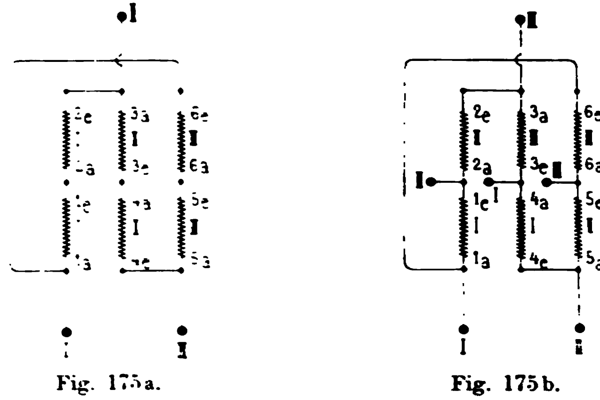


Fig. 175a. Fig. 175b.

Fig. 175a und b. Schema der Verbindungen und Phasen für die Wicklung Fig. 173 und 174. Fig. 175a vier Pole. Fig. 175b acht Pole.

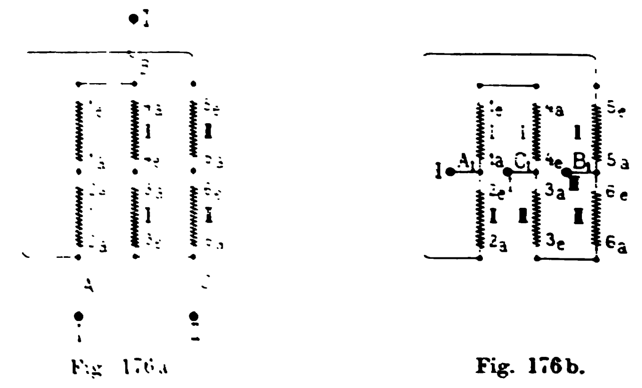


Fig. 176a Fig. 176b.

Fig. 176a und b. Polumschaltung bei einer aufgeschnittenen Wicklung durch Verlegung der Zuführungsklemmen.

beispiele für vier und acht Pole 96 Stäbe in 48 Nuten. Sie kann also in den gleichen Nuten untergebracht werden wie diese. Indem man die Armatur mit zwei Wicklungen für vier und acht und für sechs und zwölf Pole versieht, erhält man einen Motor, dessen Tourenzahl in sehr weiten Grenzen reguliert werden kann. Die Wicklung ist als abgeänderte Reihenschaltung ausgeführt, da eine

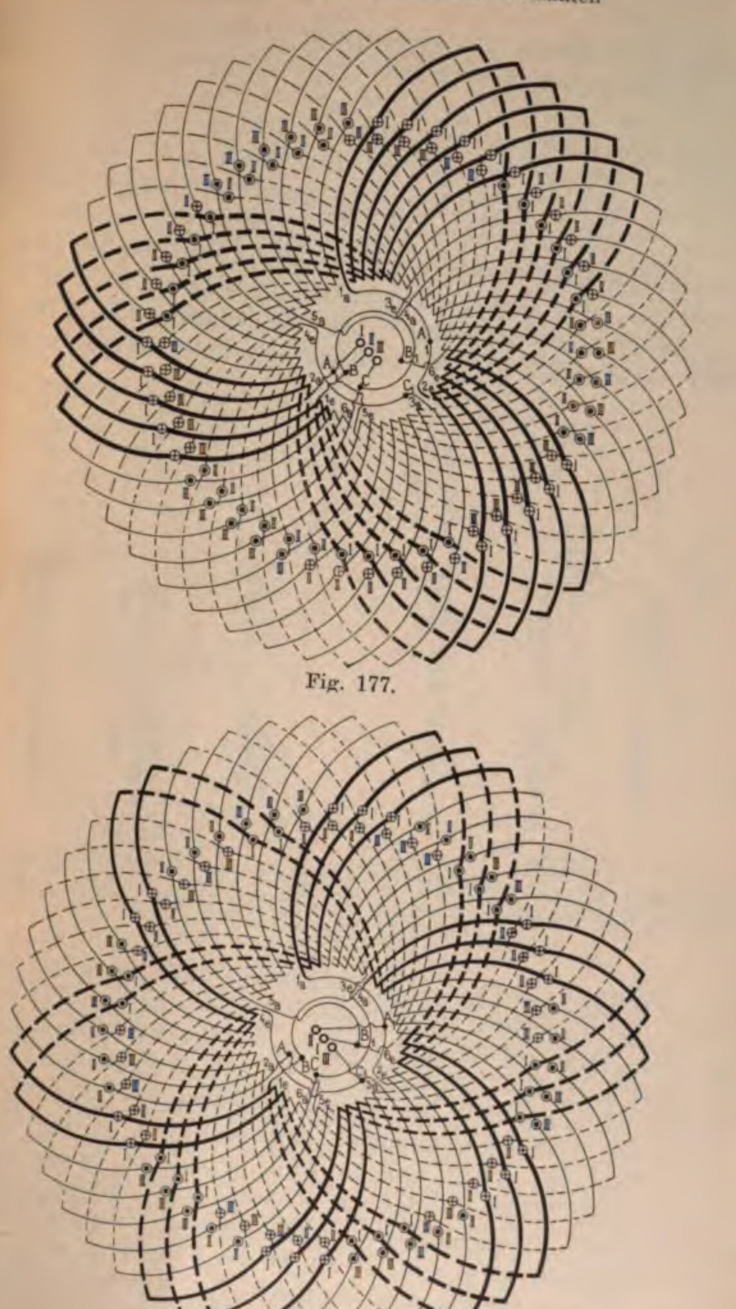


Fig. 177.

Fig. 178.

7 und 178. Aufgeschnittene Wellenwicklung mit verkürztem Schritt *olumschaltung* von sechs Polen (Fig. 177) auf zwölf Pole (Fig. 178).

sechspolige unveränderte Reihenschaltung nicht mit 96 Stäben ausgeführt werden kann. Man erhält die Wicklungsschritte

$$y_1 + y_2 = \frac{s}{p_n} = \frac{96}{3} = 32$$

$$y_1 \cong \frac{1}{3}(y_1 + y_2) = 11\,, \quad y_2 = 32 - 11 = 21\,.$$

Die Wicklung ist in sechs Teile geteilt und an den Teilpunkten aufgeschnitten. Die Anfänge und Enden der Teile sind mit $1_a - 1_e$, $2_a - 2_e$ u. s. f. bezeichnet und nach dem Schema Fig. 176 miteinander verbunden. Da die Stabzahl pro Pol und Phase keine

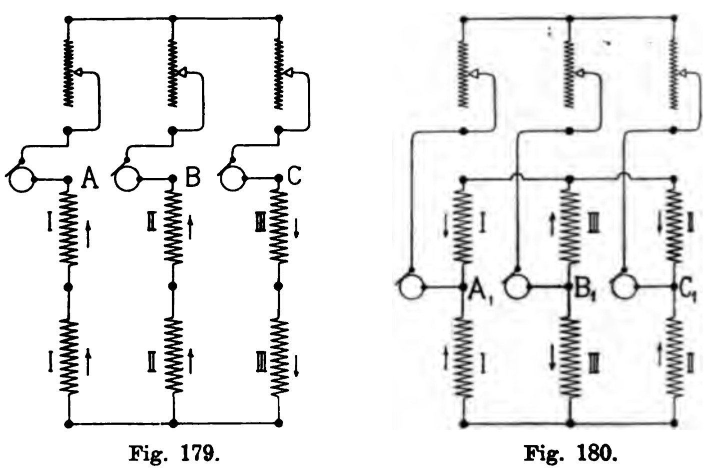


Fig. 179. Fig. 180.

Fig. 179 und 180. Verbindungsschema einer Rotorwicklung nach Dahlander für Polumschaltung bei Anwendung von sechs Schleifringen. Fig. 179 Höhere Polzahl. Fig. 180 Niedere Polzahl.

ganze Zahl ist, liegen die Schnittpunkte rings am Umfange zerstreut. Bei Einleitung des Stromes in A, B, C (Fig. 177) ergeben sich sechs Pole, bei Zuleitung zu A_1, B_1, C_1 zwölf Pole (Fig. 178).

Will man diese Schaltung mit je drei Anschlußpunkten und gleicher Windungszahl für beide Polzahlen bei den oben beschriebenen Schleifenwicklungen anwenden, so ist die Wicklung in $6p_n$ Teile zu teilen und es sind je p_n von diesen zu einer Spulengruppe hintereinander zu schalten. Es bildet dann erste, siebente, dreizehnte u. s. w. Teil die erste Gruppe, achte, vierzehnte u. s. w. Teil die zweite Gruppe richtige Reihenfolge der Verbindungen erhalten, geht man am besten so Schnittpunkt, den man mit

ulengruppe durchläuft bis 1_e; das benachbarte Ende bezeichnet in mit 2_a und durchläuft die betreffende Gruppe bis 2_e. Dann ginnt man wieder bei dem daneben liegenden Teilpunkt mit 3_a s. f. Die Verbindung der einzelnen Gruppen wird nach dem hema Fig. 176 ausgeführt. Die Maschinenfabrik Örlikon, r diese Schaltung patentiert ist[1]), gibt an, daß bei ihr der Leerufstrom für die niedrige Polzahl bedeutend kleiner ist als für die here, und daß die Zugkraft für die höhere Polzahl größer ist für die niedrige.

Rotorwicklungen für verschiedene Polzahlen. Als torwicklung benutzt man für die Motoren, die mit verschiedenen

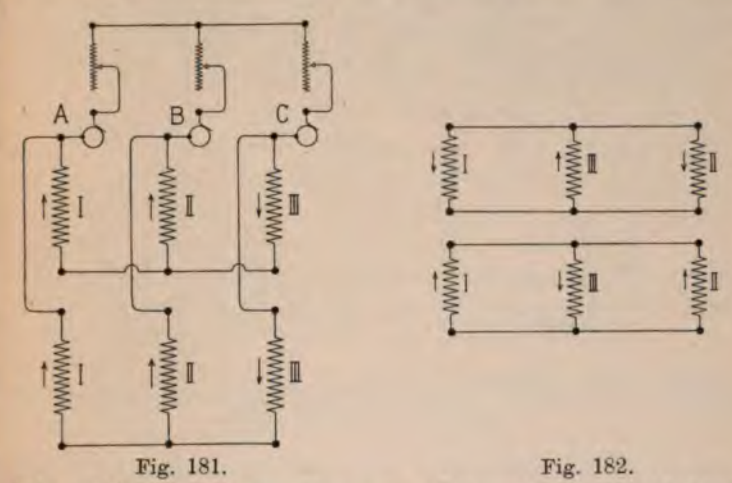


Fig. 181. Fig. 182.

g. 181 und 182. Verbindungsschema einer Rotorwicklung nach Dahlander Polumschaltung bei Anwendung von drei Schleifringen. Fig. 181 höhere Polzahl. Fig. 182 niedere Polzahl.

lzahlen arbeiten, meist eine Käfigwicklung, da diese von der lzahl unabhängig ist. Man kann jedoch, um ein größeres Anufmoment zu erhalten, die Rotoren auch mit Phasenwicklung rsehen und beim Anlassen Widerstände in den Rotorkreis einhalten. Man versieht dann entweder den Rotor mit zwei Wickngen, von denen jede einer Polzahl entspricht oder man kann ich irgend eine von den im vorhergehenden beschriebenen Dreiasenwicklungen für Polumschaltung als Rotorwicklung anwenden.

Bei der Wicklung von Dahlander werden die Punkte der 'icklung A, B, C und A_1, B_1, C_1, die bei der Statorwicklung it den Stromzuführungsklemmen verbunden waren, zu Schleif-

[1]) D.R.P. 147427 der Maschinenfabrik Örlikon.

ringen geführt und zwischen diese die Anlaßwiderstände geschaltet. Die Schaltung ist in Fig. 179 u. 180 schematisch dargestellt. Die Motoren werden mit der größten Polzahlschaltung Fig. 179 und 181 angelassen, da dieser die kleinste Tourenzahl entspricht. Die in den beiden Spulengruppen jeder Rotorphase induzierten EMKe addieren sich; die Gruppen sind daher hintereinander geschaltet und die Anlaßwiderstände sind zwischen die Punkte A, B, C der Wicklung gelegt. Beim Übergang zu der niedereren Polzahl werden die Widerstände nach Fig. 180 zwischen die Punkte A_1, B_1, C_1 gelegt.

Verzichtet man darauf, bei der Polumschaltung Widerstände in den Rotorkreis einzubringen, so kann man die Schaltung auch nach Fig. 181 u. 182 vornehmen, für die drei Schleifringe genügen. Die beiden Spulengruppen jeder Wicklung sind hier bei beiden

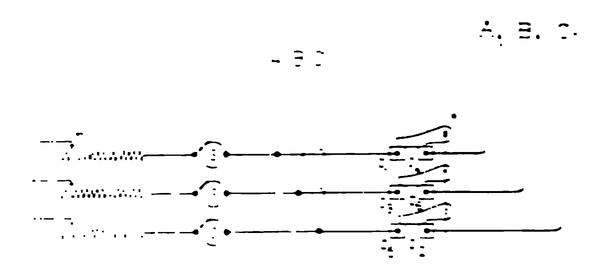


Fig. 183. Verbindungsschema einer Rotorwicklung der Maschinenfabrik Örlikon für Polumschaltung.

Polzahlen parallel geschaltet. Das eine Ende der beiden Gruppen jeder Phase ist zu einem Schleifringe geführt, die anderen Enden bilden den neutralen Punkt. Es ist dabei darauf zu achten, daß, wie in Fig. 181 gezeigt ist, die induzierte EMKe in beiden Stromkreisen jeder Phase vom neutralen Punkte aus in gleicher Richtung wirken, so daß der Strom im Anlaßwiderstand gleich der Summe der Ströme in beiden Wicklungshälften wird. Wenn die der höheren Polzahl entsprechende Tourenzahl erreicht ist, werden die drei Schleifringe kurzgeschlossen. Die Veränderung der Polzahl wird bei derselben Schaltung vorgenommen. Hierbei ändert sich der Stromverlauf im Rotor nach Fig. 182 entsprechend der kleineren Polzahl.

In gleicher Weise wie die [illegible]sche Wicklung kann auch die Gleichstromwicklung mit verkürztem Schritt als Rotorwicklung benutzt werden. Für die Wicklung Fig. 173 u. 174 ergibt sich die in Fig. 183 angegebene Schaltung. [illegible] stellt hier eine Kurzschlußvorrichtung dar, die aus drei voneinander isolierten Schlußstücken

. Für die achtpolige Schaltung verbinden diese die Kontakte
:₂, an die die Ableitungen A_1, B_1, C_1 der Wicklung Fig. 174
ılossen sind, mit den Kontakten c_1, c_3, c_5, die den Abzweig-
ı A, B, C entsprechen und mit den Schleifringen s verbunden
Für die vierpolige Schaltung wird der Kurzschließer ge-
so daß nur die Abzweigpunkte A, B, C (s. Fig. 173) an
ıleifringe angeschlossen sind.

20. Rotorwicklungen.

Die vielphasigen Kurzschlußwicklungen. Die bis jetzt be-
ınen Wicklungen waren entweder einphasig, zweiphasig oder
sig. Primär sind alle diese Wicklungen verwendbar; die
äre Wicklung ist dagegen bei den asynchronen Wechselstrom-
ı immer, also auch bei den Einphasenmotoren, mehrphasig.
für die sekundäre Wicklung eine Widerstandsregulierung
hen, so wird diese Wicklung entweder verkettet zweiphasig
reiphasig ausgeführt; man erhält dann in beiden Fällen nur
hleifringe.

dagegen eine Widerstandsregulierung nicht erforderlich und
ein dauerndes Kurzschließen der einzelnen Phasen zulässig,
n die Phasenzahl beliebig groß gewählt werden.

de der genannten zwei- und dreiphasigen Wicklungen ist
ı diesem Falle brauchbar; es werden aber häufig vielphasige
ngen, die wir unter der Bezeichnung „vielphasige Kurz-
wicklungen" zusammenfassen können, ausgeführt.

de Gleichstromwicklung, bei der wir alle Knotenpunkte
Kollektorlamellen) oder doch einen großen Teil derselben
sich kurz schließen, würde eine vielphasige Kurzschluß-
ıg sein. Gewöhnlich werden aber diese Wicklungen ent-
als umlaufende Stabwicklungen oder als Käfigwicklungen
ıhrt.

Fig. 184 ist eine 6polige 7phasige umlaufende Stabwick-
ırgestellt mit einem Stab pro Loch. Die Stabzahl pro Pol
i dieser Wicklung stets eine ganze Zahl sein. Der resultierende
ngsschritt $y_1 + y_2$ wird gleich $\frac{s}{p}$. Um eine symmetrische
ıng der Verbindungsgabeln zu erhalten, ist eine ungerade
ızahl notwendig.

ben wir in einer Nut zwei Stäbe übereinander, so entsteht
ema wie Fig. 185, in diesem Falle erhalten wir bei be-
Phasenzahl eine symmetrische Verteilung der Stabverbin-

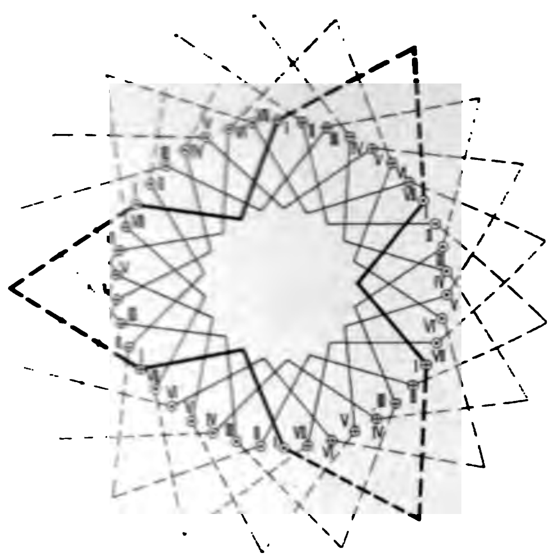
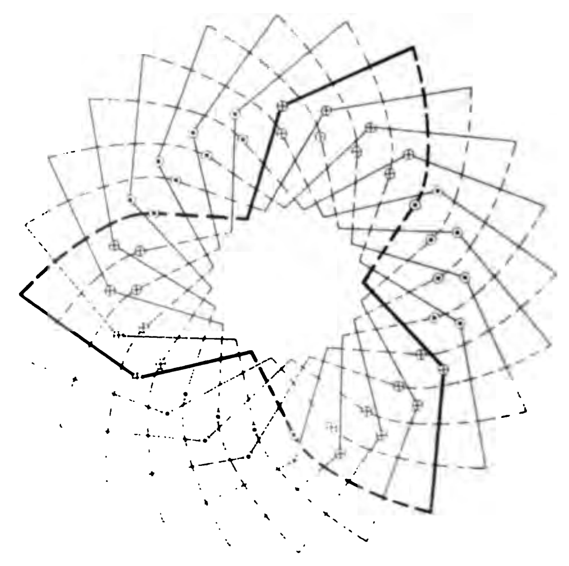


Fig. 184. Umlaufende Stabwicklung für Rotoren mit einem Stab pro
$s = 42$, $p = 3$, $m = 7$. $y_1 = y_2 = 7$.

dungen und die Wicklung kann als **Mantelwicklung** ausge
werden.

Fig. 186 stellt eine Kurzsclußwicklung dar, bei der je
Stäbe, die nur eine Polteilung auseinander entfernt liegen



185. Umlaufende Stabwicklung für Rotoren mit zwei Stäben pr
$s = 48$, $p = 3$, $m = 4$. $y_1 = 9$, $y_2 = 7$.

ɫahmen verbunden sind. Das Schema Fig. 187 kann man
rch Verdopplung der Querverbindungen in Fig. 186 entdenken.

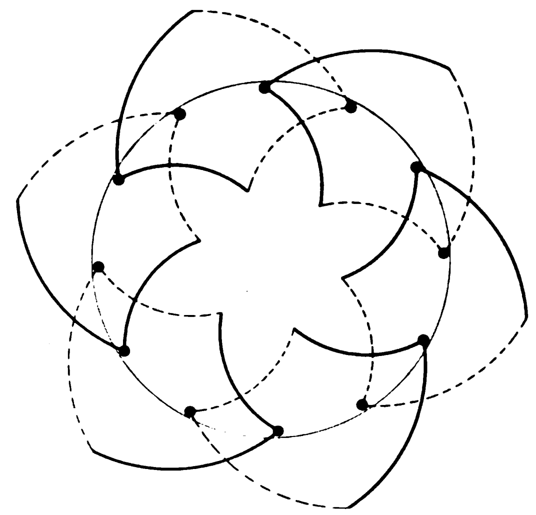


Fig. 186. Kurzschlußwicklung. $s = 12$, $p = 2$, $m = 3$.

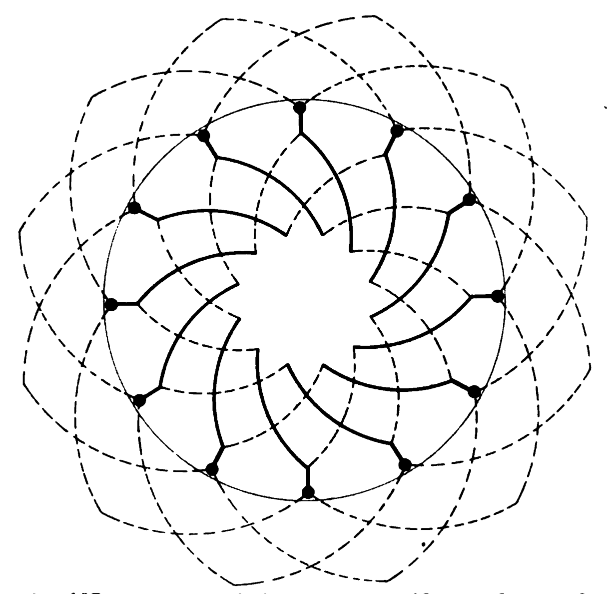


Fig. 187. Kurzschlußwicklung. $s = 12$, $p = 2$, $m = 3$.

Käfigwicklungen. Eine Kurzschlußwicklung einfachster Ge-
die sog. Käfigwicklung, die in Fig. 188 perspektivisch

ohne Eisenkern gezeichnet ist. Alle vorderen und alle hinteren Enden der Stäbe werden je durch einen gemeinsamen Kupferring kurzgeschlossen.

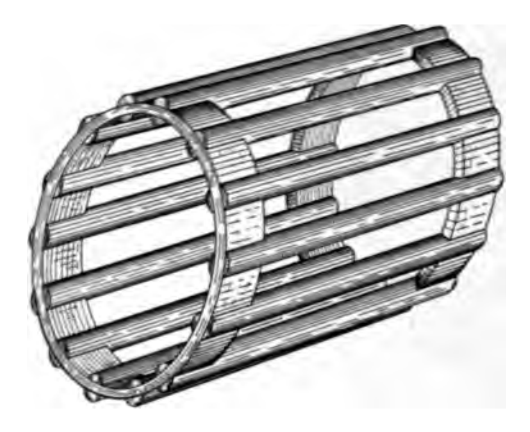


Fig. 188. Käfigwicklung.

Fig. 189 zeigt einen Käfiganker mit runden Stäben, Fig. 190 einen solchen mit flachen, in offene schmale Nuten eingebetteten

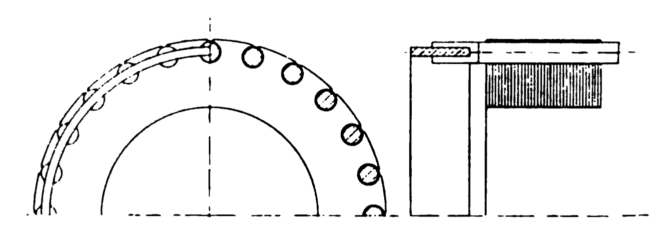


Fig. 189. Käfiganker mit runden Stäben.

Stäben und in Fig. 191 sind zwei Kurzschlußringe nebeneinander angeordnet, um eine größere Abkühlungsfläche zu erhalten. Der

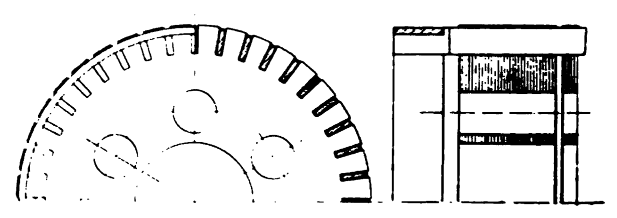


Fig. 190. Käfiganker mit rechteckigen Stäben.

Rotor Fig. 190 ist mit axialen Ventilat Ventilationsschlitzen versehen. An

Fig. 192 veranschaulicht, die Endscheiben als Kurzschlußringe benutzt werden, die Kühlung ist jedoch bei dieser Anordnung keine so günstige wie bei den freistehenden Ringen.

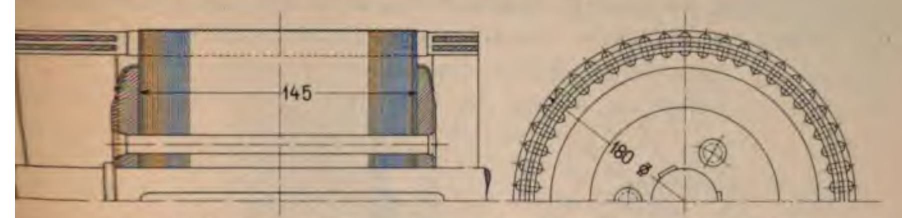


Fig. 191. Käfiganker mit zwei Kurzschlußringen auf jeder Seite.

Bei Motoren, die sehr oft angelassen und angestellt werden, wird die Käfigwicklung sehr heiß. In diesem Falle ist es daher besser, die Kurzschlußringe mit den Stäben nicht zu verlöten, sondern sie durch Nieten oder, wie in Fig. 193, durch Schrauben zu verbinden.

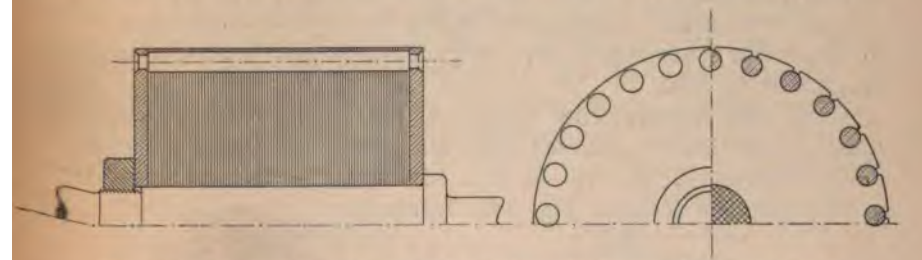


Fig. 192. Käfiganker, dessen Endscheiben als Kurzschlußringe dienen.

Damit ein Motor mit Kurzschlußanker die gewünschte Anzugskraft äußert, muß der Widerstand der Kurzschlußwicklung auf einen bestimmten Wert gebracht werden, der um so größer ist, je größer die Anzugskraft gewählt wird. Bei den Phasenwicklungen



Fig. 193. Käfiganker mit verschraubtem Kurzschlußring.

kann man den Querschnitt der Querverbindungen und bei den Käfigankern Fig. 189 bis 191 den Querschnitt des Kurzschlußringes nötigenfalls nachträglich ändern, um das gewünschte Anzugsmoment zu erhalten.

Eine bequeme Einregulierung des Widerstandes ermöglicht die in Fig. 194 dargestellte Bauart eines Käfigankers. Die Stäbe sind durch Lamellen aus Kupfer, Messing etc. mit einem auf der Achse sitzenden Ring verbunden, wodurch zugleich eine Vergrößerung der wirksamen Kühlfläche der Wicklung erreicht wird.

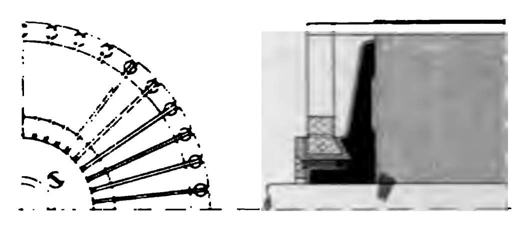


Fig. 194. Käfiganker mit eingeschalteten Lamellen.

Die Käfigwicklung wird bei kleinen Motoren, die keine Widerstandsregulierung brauchen, und bei Motoren mit umschaltbarer Polzahl gebraucht. Liegen zwei Stäbe in einer Nut übereinander, so kann für jede Lage eine der angegebenen Käfigwicklungen ausgeführt werden.

Die Käfigwicklung läßt sich mit einer Phasenwicklung kombinieren, indem man alle Stäbe auf einer Seite mit einem Kurzschlußring wie in Fig. 189 und auf der anderen Seite z. B. nach dem Schema Fig. 186 verbindet.

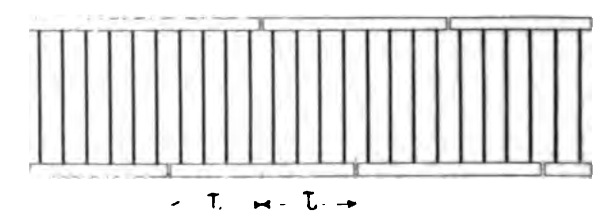


Fig. 195. Käfigwicklung mit aufgeschlitzten Ringen.

Schneidet man die Ringe einer Käfigwicklung derart auf, wie Fig. 195 zeigt, welche die Wicklung in abgerolltem Zustande darstellt, so entsteht eine kurzgeschlossene Phasenwicklung mit parallel geschalteten Phasen. Das Aufschneiden des Ringes vergrößert den Widerstand und daher auch das Anzugsmoment des Motors, aber auch die Schlüpfung wächst.

Eine Phasenwicklung, die zum Teil als Kurzschlußwicklung anzusehen ist, entsteht auch dann, wenn wir eine Phasenwicklung ohne Isolation ausführen, so daß die sich kreuzenden Windungen unter sich und mit dem Eisenkörper des Rotors Schluß

Wenn eine Widerstandsregulierung nicht verlangt wird, : derartige Ausführung der Wicklung vollkommen zulässig. Anker werden mit blankem Draht und große Anker mit ı Kupferstäben bewickelt. Eine Isolation der Drahtbänder n ebenfalls nicht erforderlich.

Kombination von Phasen- und Käfigwicklung. Um sowohl ınlauf hohe Anzugskraft, als bei voller Tourenzahl günstige weise der Motoren zu erzielen, verschiedene Firmen Rotoren mit ıierten Phasen- und Käfigwick- ausgeführt. Die Käfigwicklung zum Anlassen des Motors und deshalb einen hohen Widerstand. ıasenwicklung wird mit kleinem tande ausgeführt und bleibt bei Tourenzahl offen. Ist eine Geschwindigkeit erreicht, so wird sie kurzgeschlossen.

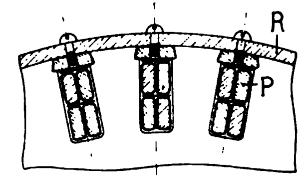


Fig. 196. Kombinierte Phasen- und Käfigwicklung.

ne günstige Anordnung für die Wicklung erhält man, wenn ach Fig. 196 zum Festhalten der Phasenwicklung *P* in ıten Kupferkeile benutzt und diese an beiden Enden durch Ring *R* von hohem Widerstande zu einer Käfigwicklung det.

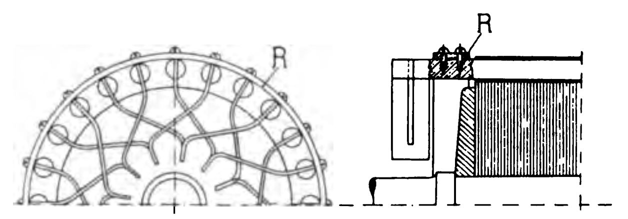


Fig. 197. Kombinierte Phasen- und Käfigwicklung.

ie Maschinenfabrik Örlikon benutzt dieselben Stäbe für ıasenwicklung und für die Käfigwicklung. Wie Fig. 197 werden die Stäbe der Phasenwicklung durch einen auf- aubten Ring *R* von hohem Widerstande, der gleichzeitig zum ımenhalten der Wicklung dient, verbunden.

Achtes Kapitel.

Die Isoliermaterialien.

21. Die gebräuchlichsten Isoliermaterialien und ihre Verwendung.

Läßt man auf ein Isoliermaterial eine gewisse Spannung einwirken, so werden nach Maßgabe der dielektrischen Eigenschaften Ströme in demselben auftreten, durch welche zugleich mit einer Erwärmung auch eine Strukturveränderung veranlaßt wird.

Die Fähigkeit, eine gewisse Spannung auszuhalten, ohne daß infolge dieser Änderungen eine Entladung durch das Material hindurch, ein Durchschlag, erfolgt, wollen wir als Isolierfestigkeit bezeichnen.

Die Isolierfestigkeit eines Materials kann man durch die Größe der Durchschlagspannung ausdrücken, die somit vom Isolationswiderstand, der Temperatur, der Dauer der Einwirkung der betreffenden Spannung und der mechanischen Widerstandsfähigkeit abhängig sein wird. Die Anforderungen, die man an ein gutes Isoliermaterial stellt, können folgendermaßen zusammengefaßt werden:

1. Möglichst hohe und für das ganze Material gleichförmige Isolierfestigkeit.
2. Geringe Abhängigkeit der Isolierfestigkeit von der Temperatur.
3. Das Material darf nicht hygroskopisch sein.
4. Unabhängigkeit von der bei der Verarbeitung und während des Betriebes auftretenden mechanischen Beanspruchung.
5. Es dürfen keinerlei Substanzen in dem Material enthalten sein, welche die zu isolierenden Metallteile gefährden (oxydieren, anfressen).

Allen diesen Anforderungen wird kein Isoliermaterial vollkommen entsprechen, sondern nur einigen von ihnen. Für einen bestimmten Zweck müssen daher unter den zahlreichen Isoliermaterialien die am besten geeigneten ausgewählt werden, hierbei kommen auch die Kosten und die Raumbeanspruchung in Betracht. Als Grundsatz gelte: Das beste Material ist das billigste.

Die im Dynamobau gebräuchlichsten Isoliermaterialien sind die folgenden:

Glimmer (Mika) besitzt die besten Isoliereigenschaften, ist gegenüber hohen Temperaturen beständig und absorbiert keine Feuchtigkeit. Seine mechanische Festigkeit ist jedoch sehr gering. Die Durchschlagspannung einer 0,25 mm dicken, fehlerlosen, vollständig hellen Glimmerplatte kann bis 30000 Volt betragen. Die Durchschlagspannung für den auf den Markt kommenden Glimmer wurde für eine

0,19 mm dicke Platte zwischen 8000—12000 Volt und
für eine 0,45 mm dicke Platte zwischen 18000—30000 Volt

gefunden.

Da Glimmerplatten nur in beschränkter Größe vorkommen und daher größere Stücke sehr teuer würden, so werden im Dynamobau, speziell für Kollektoren, Glimmerfabrikate aus gespaltenen Glimmerplatten hergestellt, die unter dem Namen Mikanite bekannt sind. Je nach der Dicke und Form des betreffenden Isolierstückes werden diese durch Pressen und Kleben unter Verwendung eines gut isolierenden Bindemittels zusammengesetzt.

Für Mikanit aus metallfreiem und hellem Glimmer geben Parshall & Hobart für eine

			Volt
Dicke von	0,127 mm	eine Durchschlagspannung von	3600— 5860
	0,178 „	„ „ „	7800—10800
	0,228 „	„ „ „	8800—11400
	0,279 „	„ „ „	11600—14600

an.

Für ein unter dem Namen „Megohmit“ in den Handel gebrachtes Glimmerfabrikat, aus welchem durch verschiedene Verfahren der verwendete Klebestoff wieder zum Entweichen gebracht wurde, gibt die Firma Meirowsky & Comp. Köln-Ehrenfeld für die mittlere Durchschlagspannung an:

Dicke		
Dicke	0,25 mm	8000 Volt
„	0,40 „	12500 „
„	0,60 „	20500 „
„	0,80 „	27500 „
„	1,00 „	36000 „

[illegible] bzw. Mikanit nicht in Form von [illegible]isolationen. Nutenröhren, Spulen- [illegible] wird er mit Papier oder mit [illegible] kombiniert. Es entstehen da- [illegible] Namen bekannten Mikanit- [illegible] Mikanitcloth u. s. w. Diese Sorten [illegible]festigkeit mehr oder weniger [illegible] Art des Verarbeitungsvorganges und [illegible] bei Isolation kantiger Gegen- [illegible] Überlappungen und Über- [illegible] werden muß.

[illegible] verschiedenen Firmen und im [illegible] Karlsruhe, vorgenommen wurden, [illegible] für

Mikanitpapier

von 0,2 mm Dicke . . .	1000—3500 Volt
0,52 mm Dicke	2000—4300 Volt

und für Mikanitleinwand

von 0,2—0,3 mm Dicke	1000—3500 Volt
0,5 mm Dicke	1000—6000 Volt

angesehen werden. Das Biegen von Mikanitfabrikaten soll in warmem Zustande erfolgen.

Mikanitpräparate werden auch vielfach mit Lacken imprägniert, jedoch geht in diesem Falle die Temperaturbeständigkeit verloren.

Zu erwähnen wäre noch, daß manche Glimmerfabrikate in ihrer Isolationsfestigkeit eine wesentliche Einbuße erleiden, wenn sie mit Maschinenöl in Berührung kommen.

Hartgummi (Ebonit) ist ein vorzüglicher Isolator, der auch mechanische Beanspruchung gut aushält, jedoch Wärmeeinflüssen gegenüber sehr wenig widerstandsfähig ist. Bei 70° C. wird er schon weich, bei 80° C. flüssig. Hartgummiblätter und Stäbe können, ohne daß die Isolierfestigkeit leidet, auf einen Krümmungsradius, der gleich der drei- bis vierfachen Materialstärke ist, gebogen werden.

Die Durchschlagspannung für eine 0,42 mm dicke Platte betrug 16000 Volt; eine 2 mm dicke Platte konnte mit 54000 Volt nicht durchschlagen werden. Eine 0,0254 mm dicke Platte hält 500 Volt aus. Gegenüber Feuchtigkeit der Luft verhält sich Hartgummi mittelmäßig.

Glas ist, wenn es nicht Blei enthält, ein vorzüglicher Isolator [illegible] wird insbesondere im Transformatorenbau in Form von Röhren [illegible] Formstücken vielfach verwendet.

In ähnlichen Formen wie Glas wird Porzellan verwendet. Es ist ebenso wie Glas nur für ruhende Teile verwendbar, die keinen Stößen und Erschütterungen ausgesetzt sind.

Schiefer kann nur als minderwertiges Isoliermaterial angesehen werden. Seine Isolierfestigkeit ist gering und kann durch Metalläderchen, die das Gestein durchziehen, vermindert werden. Schiefer ist hygroskopisch, Wärmeeinflüssen gegenüber aber beständig, mechanisch ist er gut verwendbar. Gut getrockneter und homogener Schiefer hält bei einer Materialstärke von 25 mm einer Spannung von 8000 Volt stand. Wird Schiefer für Schalter, Widerstandstafeln und dergl. verwendet, dann empfiehlt es sich, die Stromdurchführungen mit besonderen Büchsen aus Hartgummi oder Mikanit zu versehen. Die hygroskopischen Eigenschaften des Schiefers können durch einen Paraffinüberzug zum Teil behoben werden.

Marmor zeigt ähnliches Verhalten wie Schiefer, ist aber als besseres Isolationsmaterial anzusehen. Es kann in Bezug auf Isolationsfestigkeit, Unabhängigkeit von Temperatur und Feuchtigkeit als gut bezeichnet werden.

Einige Holzarten, wie Ahorn-, Buchen- und Walnußholz, werden zur Isolation von Klemmen und dergl. mitunter verwendet. Sie müssen vor der Verwendung im Ofen getrocknet und mehrere Stunden in Leinöl gekocht werden. In Dicken von 25 mm können sie, gut getrocknet und imprägniert, ca. 10000 Volt aushalten.

Asbest wird seiner Feuerbeständigkeit wegen verwendet. Die Durchschlagspannung einer 2,0 mm dicken Asbestplatte beträgt 1000—3500 Volt. Indem man Asbest mit einer gewissen Gummisorte vermengt, erhält man das als Vulkanasbest bekannte Material, das bis zu Temperaturen von 314° C. unverändert bleibt. Mittelguter Vulkanasbest wird bei einer Dicke von 12,5 mm bei 37000 Volt durchschlagen. Die mechanische Widerstandsfähigkeit des Vulkanasbestes ist größer als die des reinen Asbestes.

Roter und vulkanisierter Fiber wird hauptsächlich seiner mechanischen Eigenschaften wegen verwendet. Er nimmt jedoch sehr leicht Feuchtigkeit aus der Luft auf. Trocknen bei höherer Temperatur verbessert seine Isolationsfestigkeit, macht ihn jedoch brüchig. Gut getrockneter, vulkanisierter Fiber hält in Dicken von 20 mm ca. 10000 Volt aus.

Preßspan wird im Dynamobau vielseitig verwendet. Als Durchschlagspannungen für getrockneten Preßspan können angegeben werden:

Dicke	0,3—0,37 mm	1000—5000 Volt
„	0,5 „	2000—6200 „
„	0,6 „	4000—8000 „

Dicke	0,7	mm	6000—10100 Volt
„	0,8	„	7500—12900 „
„	1,0	„	12000—13000 „
„	1,5	„	10000—21000 „
„	1,97	„	20000—21000 „
„	2,88	„	30000—32000 „
„	4,10	„	40500—43000 „
„	5,20	„	46000—48000 „

Preßspan muß vollständig getrocknet werden, bevor er zur Verwendung gelangt. Er ist gegenüber mechanischen Beanspruchungen sehr widerstandsfähig und kann, ohne daß seine Isolationsfestigkeit leidet, auf einen Krümmungsradius gleich der fünffachen Materialdicke gebogen werden.

Um Preßspan widerstandsfähiger gegen Feuchtigkeit und geschmeidig zu machen, wird er in reinem, doppelt gekochtem, durch Benzin und Terpentinöl (je ca. $2^0/_0$) verdünntem Leinöl bei ca. 100—110° C. gekocht. Die Dauer des Kochens ist je nach der Materialdicke verschieden: 0,2 mm Dicke benötigt 6 bis 8, 0,5 mm Dicke 12, 1 mm Dicke 18 Stunden. Zu langes Kochen macht den Preßspan spröde.

Nach Beendigung des Kochprozesses empfiehlt es sich, das an den Bogen noch anhaftende Öl abzustreichen.

Das Trocknen der in Leinöl gekochten Materialien soll in einem heißen Raum unter Luftzutritt geschehen, um den zur Oxydation nötigen Sauerstoff zuzuführen.

Rotpapier verhält sich ganz ähnlich wie Preßspan und wird ebenso mit Leinöl behandelt. Rohes Rotpapier verwendet man zum Isolieren von Ankerkörpern und Lagerschildern; um es geschmeidig zu machen, wird es durch Wasser gezogen.

Leatheroid besteht aus ähnlichen Substanzen und ist in seinem Verhalten ähnlich dem Preßspan. Die Durchschlagspannung für 0,32—0,45 mm Dicke beträgt ca. 8000 Volt. Nach Parshall & Hobart hält Leatheroid gerade noch folgenden Spannungen stand:

bei einer Dicke von

0,397	mm	5000 Volt
0,795	„	8000 „
1,19	„	12000 „
1,59	„	15000 „
3,17	„	15000 „

Die Zunahme der Dicke bedingt bei Fiber und Leatheroid nicht auch eine entsprechende Zunahme der Isolationsfestigkeit,

weil hier größere Materialstärken nicht mehr homogen hergestellt werden können.

Manila-Papier und Cellulose-Papier wird vielfach mit Lacken und Ölen präpariert verwendet. Die Durchschlagspannung beträgt im rohen Zustande für 0,1 mm Dicke ca. 400 Volt.

Mit einseitig geglätteter Oberfläche lassen sie sich äußerst günstig mit Sterling- oder Excelsior-Lack behandeln, die mit Benzin stark verdünnt werden (spez. Gew. 0,8). Eine Tränkung mit dickem Lack (spez. Gew. 0,83) erfolgt nur für besondere Zwecke. Das Papier wird durch die Tränkung hornartig, durchscheinend und sehr zäh. Wie alle Papiere müssen auch diese vor der Tränkung unter Vakuum getrocknet werden. Bei dünnen Papieren genügen hierzu meistens zwei Stunden.

Für Nutenisolation als Belag für Transformatoren u. s. w. kommen meist nur präparierte Materialien in Frage.

Die Lacke. Die zur Tränkung verwendeten Lacksorten sind hauptsächlich folgende:

Sterling- und Standard Varnish- oder kurz S-Lacke, Japan A-, C- und H-Lacke, Armalack, Insul-Lack, Voltalack, Kopallack u. s. w.[1]), ferner der in neuerer Zeit von der Gesellschaft für elektrische Industrie zu Karlsruhe in den Handel gebrachte Elektra-Lack.

Die beste Isolierfestigkeit wird offenbar auch wieder jenes Material in Verbindung mit dem betreffenden Lack gewährleisten, welches die größte Gleichförmigkeit entlang der ganzen Isolierfläche sichert.

Imprägniert werden: Leinen-, Baumwoll-, Papier- und einige Spezialfaserfabrikate.

Bei den meisten Firmen ist es zur Zeit üblich, die betreffenden Rohmaterialien besonderen Imprägnierungsverfahren zu unterziehen. Hierbei werden diese entweder in einen der Lacke, Firnisse oder Öle getaucht oder mit diesem bestrichen. Um das Trocknen zu erleichtern, wird das Material „gebacken“, wobei für die Zeit, Menge des Luftzutritts und Temperatur des Backens besondere Gesichtspunkte für jedes einzelne Fabrikat zu beobachten sind.

Manila- und Cellulosepapier werden mit S- oder Ezcelsiorlack behandelt. Die Durchschlagspannung von mit S-Lack getränkten Proben von Manila- und Cellulose-Papier von

[1]) Bezugsquellen für Lacksorten: Japanlacke A, H, C, Insullack: Paege & Komp., Berlin. Armalack: Massachusetts Chemical Comp., Ph. Mühsam, Berlin. Sterling Varnish: Sterling Varnish Comp., Pittsburg u. Birmingham. Insulating Varnish: Sterling Varnish Comp., New York u. London. Excelsior Lack: Meirowsky & Komp., Köln. Isolier-Kompositionen: Allut, Noodt & Komp., Hamburg.

0,23 mm Dicke beträgt . . . 8000—9000 Volt,
0,17 mm Dicke beträgt . . . 5000—7000 Volt.

Dünnere Papiersorten werden mit **Excelsiorlack** behandelt:

Für Dicken von 0,09—0,1 mm **beträgt die Durchschlagspannung** . . . . 3000—6000 Volt.

Mit Leinöl behandelt, verlieren diese **Papiersorten an Festigkeit**. Leatheroid wird mit C-Lack bestrichen. **Segeltuch wird durch** unverdünntes, heißes Leinöl gezogen und wie **Preßspan getrocknet**.

Die Insulating Varnish Comp. gibt für mit „Insulating Varnish getränkte Musselin eine Durchschlagspannung von 700 Volt und für getränktes Papier eine solche von 1100 Volt für eine Dicke von 0,0254 mm an. Mit „Voltalack“ getränkte Musselin von 0,0254 mm Dicke soll bei 1050 und ebenso getränktes Papier von 0,0254 mm bei 970 Volt durchschlagen werden.

Die Sterling Varnish Comp. gibt für ihr „Red Rope Paper“ (Rotpapier) von der Dicke 0,254 mm eine Durchschlagspannung von 11000 Volt und für eine besonders gleichförmige, mit Sterling Varnish präparierte Leinwand von derselben Dicke 13000—15000 Volt an.

Eine vielseitige Verwendung findet **Ölleinen** (in Leinöl getränkter Battist), dessen vorzügliche Isolationseigenschaften und Geschmeidigkeit es namentlich für Nuten und die Spulen von Transformatoren geeignet machen.

In Öl getränkte Baumwolle wird häufig an Stelle von Ölpapier verwendet.

Die Lacke werden ferner zur **Tränkung von Wickelprodukten** (ganze Anker, Transformatorenspulen, Feldspulen u.s.f.) gebraucht, indem diese Produkte in große mit Lack gefüllte Blechgefäße eingetaucht und so lange darin gehalten werden, bis keine Luftblasen mehr aufsteigen.

Es ist notwendig, die Wicklungsprodukte vor dem Eintauchen in den Lack im Trockenofen oder im Vakuumtrockenapparat (v. Paßburg) gründlich zu trocknen. Das Austrocknen hat hier nicht bloß den Zweck, die Feuchtigkeit zu entfernen, sondern es unterstützt gleichzeitig das Ansaugen von Lack.

Der erste Lack, in den die Wicklungsprodukte getaucht werden, soll sie möglichst innig umschließen und dabei alle Unebenheiten und Poren ausfüllen. Für die **erste Tränkung** verwendet man Japan-A-Lack, Japan-H-Lack, **Armalack, Stickalack**, und für Wickelprodukte, die hohen Temperaturen ausgesetzt sind, Emaillelack (grau). Dieser letztere macht die Wickelprodukte hart und zäh, hält sie in gegebener Form und gestattet, wenn erforderlich, ein Nachpressen oder Nachrichten.

Um die Lacke dünnflüssig zu machen, werden sie mit Benzin, phtha oder Terpentinöl verdünnt.

Die zur ersten Tränkung verwendeten Lacke bedürfen noch es Schutzes gegen mechanische Beschädigungen, welche durch e zweite Lackschicht, den Schutzlack, erreicht wird. Hierzu nen sich als zweiter Tauchlack der S-Lack und der Excelsior-ck, welche den Wickelprodukten große mechanische Festigkeit ben. Als erster Tauchlack hat sich S-Lack vielfach nicht be-hrt, da er die Isolation spröde macht und das Kupfer oxydiert, mentlich, wenn das Austrocknen ungenügend war.

Um das Anhaften von Staub zu verhindern und eine möglichst atte Oberfläche zu erhalten, verwendet man häufig noch eine itte Lackschicht, zu der als sogenannter Decklack: Kopal-ck oder Emaillelack verwendet wird. Mit Emaillelack behandelte maturspulen und dergl. können nachgerichtet oder nachgepreßt rden, ohne daß ein Abspringen des Lackes zu befürchten ist.

Mitunter wird auch der Decklack mit dem Schutzlack kom-iert, so daß nur zwei Lackschichten aufgetragen werden.

Nach jedem Tränken muß das Wickelprodukt 6 bis 16 Stunden i 80 bis 90° C. mit Luftzutritt getrocknet werden.

Wenn es sich nur um einen Lackanstrich handelt, ist ein rhergehendes Trocknen nicht durchaus notwendig, obwohl es ufig geschieht. Als Anstrichlack wird lufttrocknender Japan-Lack, Sterlinglack, Excelsiorlack, Kopallack und Schel-ck verwendet. Hinsichtlich der letzteren ist wegen Wassergehalt rsicht geboten.

Als Klebelack z. B. zum Befestigen des Isolierpapieres auf pferstäben, zum Kleben der Enden umwickelter Stäbe, als Binde-ittel beim Auskleiden der Lagerschilder u. s. f. ist Insullack gut eignet.

Als Isolation zwischen den Ankerblechen kann ein Anstrich it Armalack benutzt werden. Meistens wird jedoch hier Papier-olation vorgezogen.

Die Isolationseigenschaften von Isolierlacken werden der Weise geprüft, daß man Lackschichten in bestimmten Dicken uf Zinkblech aufträgt und dieses dann einer Durchschlagsprobe nterzieht.

In dieser Weise wurde gefunden:

Für Leinöl	0,1 mm	3—400 Volt
„ Japan-A-Lack . .	0,07 „	2000 „
„ „ H- „ . . .	0,1 „	2500 „
„ „ C- „ . . .	0,1 „	5000 „
„ Sticka- „ . . .	0,15 „	4000 „

Für	Arma-Lack . . .	0,2	mm	4000 Volt
„	S- „ . . .	0,15	„	7500 „
„	Excelsior- „ . . .	0,05	„	2500 „
„	„ „ . . .	0,1	„	8000 „
„	Emaille- „ . . .	0,05—0,1	mm	300—700 „
„	„ „ . . .	0,25	mm	2500 „

Der Elektra-Lack. Bei den bisher behandelten Lacken beruht das Trocknen auf einer Oxydation, es ist also an Luftzutritt gebunden. Bei diesen Lacken kann es daher leicht vorkommen, daß sie nur an der Oberfläche fest werden, während das Innere weich bleibt. Bei starker Erwärmung springt dann der feste Überzug und die Isolation geht verloren. Aus diesem Grunde ist man genötigt, die Zeit der Trocknung sehr lange (bis 48 Stunden) auszudehnen und in vielen Fällen eine doppelte Tränkung vorzunehmen.

Dr. A. Kronstein, Karlsruhe, hat nun festgestellt, daß die Bildung der Harze, denen sich ein guter Lack mit seinen Eigenschaften [illegible] im wesentlichen nicht auf einer Oxydation, sondern auf [illegible] Polymerisation, also auf einer [illegible]

[illegible] Lack hergestellt, [illegible] ganze Masse hindurch fest [illegible] die Luft ab. [illegible] Hierdurch [illegible] und große Widerstands- [illegible]

[illegible] für elek- [illegible] Herstellung des Lacke [illegible] alkali- und säure- [illegible] Einhaltung [illegible] kann bei jeder [illegible] Temperatur bis zu [illegible] bis [illegible] Stunden [illegible] Fällen eine

[illegible]

22. Die Isolierfestigkeit der gebräuchlichsten Isoliermaterialien.

Die Einführung eines Isolationsmaterials kann erst auf Grund von Resultaten vorgenommen werden, die durch eingehende Versuche gewonnen werden. Diese Versuche sollen sich hauptsächlich auf die Untersuchung der Durchschlagspannung bei verschiedenen Verhältnissen erstrecken.

Die Isolationsprobe wird zwischen Metallelektroden von 5—7 cm Durchmesser gebracht, auf welche die durch einen Transformator mit variablem Übersetzungsverhältnis hinauftransformierte Spannung

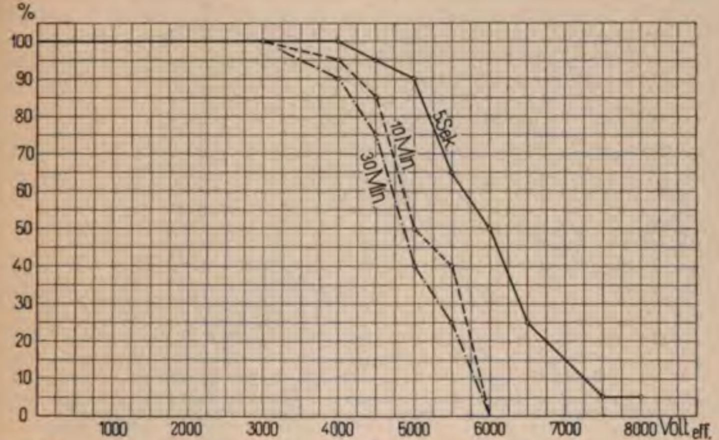


Fig. 198. Durchschlagversuche für Mikanitleinwand bei konstanter Temperatur von 25° C. und verschiedener Dauer der Spannungseinwirkung.

einwirkt. Um die Temperatur beliebig variieren zu können, stellt man die Elektroden in einen nach außen wärmedicht abgeschlossenen Kasten, der durch Glühlampen oder irgend einen Widerstand geheizt und auf konstanter Temperatur gehalten werden kann.

Um die Versuche direkt vergleichen zu können, ist es erforderlich, dem Transformator einen Wechselstrom gleicher Kurvenform, womöglich Sinusform, zuzuführen. Der Effektivwert der Spannung, der im Moment des Durchschlages an einem elektrostatischen Voltmeter abgelesen wird, entspricht der effektiven Durchschlagspannung, der Maximalwert ist bei Sinusform $\sqrt{2}$ mal so groß. Die Versuche werden nach Parshall u. Hobart in der Weise durchgeführt, daß man gleichzeitig 5—10 Proben einer bestimmten Spannung bei einer bestimmten Temperatur aussetzt. Die Anzahl der bei einer bestimmten Spannung, Dauer der Einwirkung und Höhe der Temperatur undurchschlagen gebliebenen Proben

wird in Prozenten von der Zahl der Proben ausgedrückt, mit welchen der betreffende Versuch ausgeführt wurde.

Indem man die Spannungen als Abscissen und die Prozente der bei diesen Spannungen unversehrt gebliebenen Proben als Ordinaten aufträgt, erhält man einen sehr guten Überblick über die Verwendbarkeit der betreffenden Materialien für besondere Verhältnisse.

In Fig. 198 sind diese Kurven einmal für konstante Temperatur und verschiedene Dauer der Einwirkung der betreffenden Spannung und in Fig. 199 für konstante Dauer der Einwirkung der Spannung und verschiedene Temperaturen für eine Mikanitleinwand

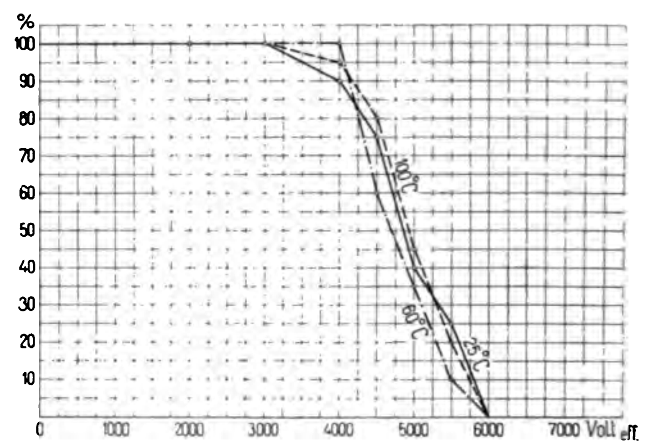


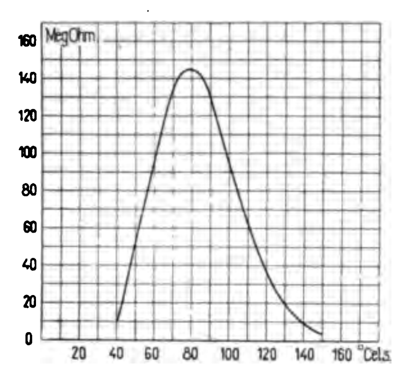
Fig. 199. Durchschlagsversuche für Mikanitleinwand bei konstanter Dauer der Spannungseinwirkung von 10 Min. und verschiedenen Temperaturen.

wiedergegeben (aus Parshall u. Hobart). Aus diesen Kurven ersieht man, daß mit der Dauer der Einwirkung die Isolationsfestigkeit wesentlich abnimmt, während eine Variation derselben als Funktion der Temperaturen nicht festgestellt werden kann.

Die Abhängigkeit zwischen Temperatur und Isolationswiderstand wird für alle Isolationsmaterialien, welche hygroskopisch sind, durch eine Kurve ausgedrückt, die anfangs mit Zunahme der Temperatur ansteigt und von einem bestimmten Maximum aus sehr rasch sinkt. Fig. 200 (aus Parshall und Hobart) zeigt dieses Verhalten für einen nicht imprägnierten Zeugstoff. Das Ansteigen des Widerstandes der Temperatur entspricht dem Entweichen der Feuchtigkeit, während das Sinken durch die bei fortschreitender rwärmung auftretende Strukturveränderung bedingt wird.

Die Abhängigkeit zwischen Materialdicke und Durchschlag- annung wurde von verschiedenen Beobachtern, wie Steinmetz

C. Z. 1893, S. 248), C. Baur (Electrician, Bd. 47, S. 758) unter-
t und durch Gleichungen ausgedrückt. Diese zeigen alle,
die Isolationsfestigkeit pro mm Materialdicke mit zunehmender
rialdicke abnimmt.



. 200. Abhängigkeit zwischen Isolationswiderstand und Temperatur bei einem nicht imprägnierten Zeugstoff.

Bezeichnet man nach C. Baur mit d die Dicke des Isolations-
terials in mm gemessen, mit V die Spannung, bei welcher der
rchschlag erfolgt, und mit c eine für das Material charakteristische
nstante, so ist annähernd

$$V = c \cdot d^{2}/_{3}.$$

Die auf einen Millimeter reduzierte Durchschlagspannung wird

$$\frac{V}{d} = \frac{c}{\sqrt[3]{d}}.$$

Sie nimmt also nach diesem Gesetz mit wachsender Dicke d
tig ab. C. Baur[1]) gibt zum Beispiel folgende Werte:

Material	Isolierfestigkeit für $d = 1$ mm oder Werte von c
Kaliko mit Gummilösung imprägniert	2200
Gewöhnliche Luft	3500
Guter vulkanisierter Gummi	10000
Celluloid	11000 bis 16000
Glimmer	58000

Derartige Beziehungen gelten jedoch nur immer für nach ganz
stimmten Fabrikationsmethoden hergestellte Isolationsmaterialien
d können auch nur unter Voraussetzung vollkommener Homo-
nität des Materials benutzt werden.

[1]) C. Baur, Das elektrische Kabel, Berlin, J. Springer 1903.

technischen Institut der technischen Hochschule Karlsruhe durchgeführt wurden und zum Teil nach Angaben in der Literatur: Th. Gray, O'Gorman (Inst. of El. Eng., Bd. XXX, S. 666) und Wiener (Dynamo El. Machines) zusammengestellt.

Als Durchschlagspannungen sind hier die Maximalwerte (Amplituden) eingesetzt, die als praktische Mittelwerte aus vielen Versuchen angesehen werden können.

Die Versuche beziehen sich auf normale Temperaturen.

Für die Spannung, unter welcher die einzelnen Isolationsmaterialien noch mit Sicherheit zu verwenden sind, können bestimmte Angaben nicht gemacht werden.

Der Grad der Sicherheit, welcher hier zu Grunde zu legen ist, wird bestimmt durch die Homogenität des Materials, und seine Abhängigkeit von mechanischen Beanspruchungen, Temperatur und Feuchtigkeit. Für Isolationsmaterialien, die in geringen Dicken und für niedere und mittlere Spannungen verwendet werden, wird die Materialdicke so zu wählen sein, daß das Verhältnis von

$$\frac{\text{mittlerer Durchschlagspannung}}{\text{Spannung, für welche eine Gefährdung nicht eintritt}} = 5 \text{ bis } 10$$

und für größere Dicken und hohe Spannungen gleich 3 bis 6 wird.

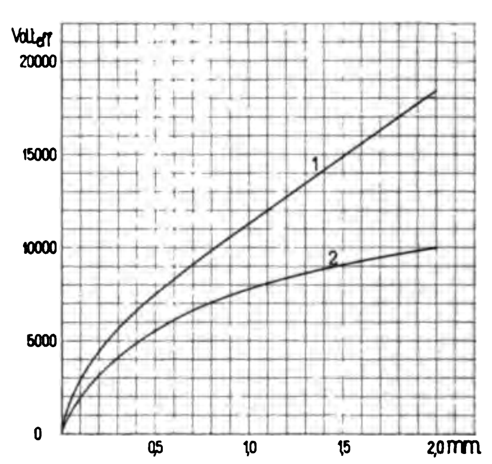


Fig. 201. Kurve 1: Mikanitplatten. Kurve 2: Geölte Leinwand. Abhängigkeit zwischen Materialdicke und der Spannung, bei der eine merkbare Erwärmung des Isoliermaterials auftritt.

Manche Firmen geben auch für die Höchstbeanspruchung ihres Materials diejenige Spannung an, welche dieses bei einer bestimmten Dicke dauernd aushält, ohne sich um mehr als 3° C. über die Lufttemperatur zu erwärmen. Bei Mikanit- und Hartgummi-

terial	Dicke in mm	Praktischer Mittelwert der Amplitude der Durchschlagspannung Kilo-Volt pro 1 mm
. . . .	0,1—0,85	24
. . . .	0,15—0,25	28
. . . .	0,05—0,2	36
hs		54—40
it „Insulating Varnish"	0,115	39
it Holzöl	0,138	25
. . . .	0,25—0,5	34
. . . .	0,6—3,0	6—15
kt)	0,025—0,065	19
schellackiert . . .	0,04—0,1	21
ckt)	0,04—0,125	15
schellackiert . .	0,05—0,175	18

terial	Gebräuchliche Materialdicke in mm	Durchschlagspannung in Kilo-Volt für die angegebene Dicke
ırd Varnish Werke:		
in, getränkt:		
ng Varnish"	0,264	7,3
Drying Varnish" . . .	0,23	6,6
Cloth Varnish" . . .	0,1575	5,3
k"	0,242	8,0
. . . .	0,198	5,4
getränkt:		
ng Varnish"	0,14	5,8
Drying Varnish" . . .	0,122	4,3
k"	0,128	5,16
ırgh Insulating Comp.:		
"	0,152	5
"	0,254	13
"	0,394	18
"	0,165	8
"	0,24	14
"	0,32	20
ack"	0,254	9,5
-Lack"	0,165	9,0

ıde Tabelle zeigt die Durchschlagspannungen pro mm Isolierfestigkeit der verschiedenen hauptsächlichst soliermaterialien. Diese Werte sind zum Teil Ver- n, die von verschiedenen Firmen und im Elektro-

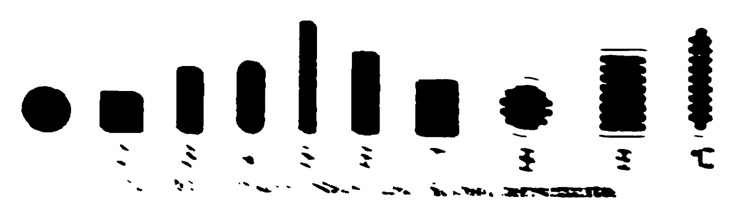
Neuntes Kapitel.

Anordnung und Isolierung einer Wicklung.

23. Die Querschnittsformen der Ankerdrähte.

Die verschiedenen Wicklungsarten, die gute Ausnutzung eines gegebenen Wicklungsraumes, die Größe der Stromstärke im Draht, die Vermeidung von Wirbelströmen in massiven Leitern von großem Querschnitt und andere Gründe führen den Konstrukteur zu verschiedenen Querschnittsformen der Ankerdrähte. In Fig. [illegible] sind verschiedene gebräuchliche Querschnittsformen eingezeichnet.

Für Drahtwicklungen ist der runde Querschnitt der geeignetste. Die Ausführung einer Wicklung mit rundem Draht macht wenig Arbeit, und die Isolation wird weniger gefährdet als bei Verwendung von Flachdraht oder quadratischem Draht.



'ig. 202, No. 6 und 7) hergestellt. Diese Spaltung des Quer-
:hnittes hat nur geringen Erfolg, wenn die Stäbe an beiden Enden
erlötet werden, weil die in den parallelen Streifen induzierten
MKe verschieden sind und einen innern Strom erzeugen, der sich
urch die Lötstellen schließt. Bildet dagegen jeder Streifen für
ch eine ganze Windung und kreuzen sich die Streifen einer Win-
ung beim Übergange von einem Pole zum andern, so wird die
ntstehung von innern Strömen verhindert.

Das letztere gilt auch für Drahtlitzen, bei denen die Drähte
erdrillt sind (Fig. 202, No. 8, 9, 10).

Die Drahtlitzen lassen sich in
adratische und rechteckige Quer-
nittsformen walzen, wodurch bei
r Wicklung eine bessere Raumaus-
tzung erreicht wird, was um so
chtiger ist, weil die Raumaus-
tzung der Litze nur 70 bis 75 $^0/_0$
trägt.



Fig. 203. Litze ohne Seele.



Fig. 204. Litze m. Seele.

Die Raumausnutzung der Litzen ohne und mit Seele ist in
n nachfolgenden Tabellen angegeben. Litzen, die weniger als
$^0/_0$ Raumausnutzung besitzen, sind als minderwertig zu be-
chten.[1])

Litzen ohne Seele (Fig. 203).

zahl Drahtlagen	1	2	3	4	5
zahl der Drähte in jeder Lage	4	10	16	22	28
samtzahl der Drähte	4	14	30	52	80
umausnutzung in $^0/_0$	69,0	72,4	72,9	73,7	74,0

Litzen mit Seele (Fig. 204).

zahl Draht-lagen	1 (Seele)	2	3	4	5	6	7	8	9	10
zahl d. Drähte in der äußersten Lage	1	6	12	18	24	30	36	42	48	54
samtzahl der Drähte	1	7	19	37	61	91	127	169	217	271
umausnutzung in $^0/_0$	100	77,7	76	75,6	75,3	75,2	75,2	75,2	75,2	75,2

Durch den Drall der Litzen geht ebenfalls etwas an Raum
rloren und der Widerstand wird wegen der Vergrößerung der
rahtlänge erhöht. Da jedoch der Drall nur 1 bis 3 $^0/_0$ beträgt,
darf sein Einfluß vernachlässigt werden.

[1]) Siehe ETZ 1902. „Über die Raumausnutzung von Litzen." Von
g. Dr. P. Holitscher.

Material	Dicke in mm	Praktischer Mittelwert der Amplitude der Durchschlagspannung Kilo-Volt pro 1 mm
Asbest rein	0.1—0.5	5
" geölt	0.2—0.6	12
" mit Musselin und geölt	0.25—0.75	15
Vulkan-Asbest	1.0—2,5	1.5—8
Baumwollstoff (Kattun)	0,13—0.3	11
" in Paraffin gekocht	0.15—0.4	16
Fiber, rot, vulkanisiert	0.75—2.0	8
Glas, ohne Blei	2	25,3
"	4	20.0
"	6	16,8
Fensterglas	2	16,0
Glimmer, rein weiß	0.025—3.0	120—61
Glimmerfabrikate:		
Mikanitplatten	0,25—0.5	40
Megohmit	0.25—1,0	36
Mikanitleinwand	0,3—0.4	4—12
Flexible Mikanitleinwand	0.2—0.5	8
Mikanitpapier	0,2—0.6	17
Flexibles Mikanitpapier	0,25—0,6	12
Gummiblätter	0,35—2,5	16—30
Guttapercha	—	11
Hartgummi (Ebonit)	1,5—75	51—40
Holzarten: Fichte	3—100	0.4
Mahagoniholz	3—100	0.6
Walnußholz	3—100	0,8
Leatheroid	0.35—1,0	7
Leinwand, geölt	0,125—0,75	20
" schellackiert	0,15—0,3	1.6
" mit Varnish getränkt	0,15—0,3	10
Luftschicht zwischen zwei Platten	0,2	5.75
	0,4	5,25
	0,6	4.92
	0.8	4,62
	1,0	4,36
	4,0	3,45
	8,0	3,11
	12.0	2,88
	16.0	2,74
Öl: Gewöhnliches Schmieröl		4,8
Leinöl, ungekocht		8,3—3,8
" gekocht		8,5
Petroleum		10,5
Leinöl und Petroleum		2,1
Paraffin (Wachs)		27,5—13
" geschmolzen		5,6
Paraffinöl		10,5
Vaselin		9,1—6,0
Papier:		
Weißes Schreibpapier	0,07—0.15	9
Gelbes Papier	0,1—0.2	8
Braunes Papier	0,125—0,25	7

24. Die Isolation der Ankerdrähte.

Obwohl die Ankerdrähte in isolierte Nuten gelegt werden, so muß doch noch für eine gute Isolation die einzelnen Drähte und eine gute Isolation der Armaturspulen unter sich Sorge getragen werden.

Nur bei den Kurzschlußwicklungen der asynchronen Motoren ist es möglich, die Wicklung aus blanken Kupferleitern, die vom Ankerkörper und unter sich gar nicht oder nur wenig isoliert sind, herzustellen.

Als Draht verwendet man ein- oder zweimal, seltener dreimal besponnenen, oder ein- oder zweimal besponnenen und einmal beklöppelten, möglichst weichen Kupferdraht von höchster Leitungsfähigkeit.

Schellackierte Drähte wurden früher im Dynamobau viel benutzt, jetzt ist man von deren Verwendung vielfach abgekommen. Schellackierte Drähte zeigen eine kleinere Durchschlagsspannung als solche mit ungetränkter Umspinnung, und das Schellackieren verhindert das Ansaugen von Lack seitens der Umspinnung; außerdem ist zu beachten, daß das Schellackieren den Fabrikanten verleiten kann, ein schlechteres Material zur Umspinnung zu benutzen. Der Schellack hatte den Zweck, die mechanische Verletzung der Bespinnung zu schützen, man hilft sich jetzt dadurch, daß man den Draht mit festem Paraffin bestreicht.

Der Platz am Ankerumfange muß mit möglichster Sparsamkeit an Isolation ausgenutzt werden. Die doppelte Bespinnung ist die gebräuchlichste, die dreifache Bespinnung oder die ein- und zweifache Bespinnung mit Beklöppelung kommt bei höheren Spannungen und größerer mechanischer Beanspruchung des Drahtes und der Isolation während des Wickelns in Betracht. Die Dicke der Bespinnung ist aus der nachfolgenden Tabelle ersichtlich, gewöhnlich wird eine Bespinnung mit 60er oder 50er Baumwolle gewählt.

Durchmesserzunahme durch die Umspinnung.

Umspinnung mit ungebleichter Baumwolle No.	160	100	60	50
1 mal umsponnen	0,1 mm	0,13 mm	0,17 mm	0,20 mm
2 „ „	0,2 „	0,26 „	0,32 „	0,40 „
3 „ „	0,30 „	0,39 „	0,51 „	0,60 „
1 „ umsponnen 1 „ umklöppelt	0,60 „	0,63 „	0,67 „	0,70 „
2 „ umsponnen 1 „ umklöppelt	0,70 „	0,76 „	0,82 „	0,90 „

Für flache Querschnitte ist zu berücksichtigen, daß die Bespinnung auf der flachen Seite nicht fest anliegt; die Isolation trägt daher hier $2 \times 0{,}05 = 0{,}1$ mm mehr auf, als auf der Hochkantseite.

Bei der Berechnung des Raumbedarfes für die Drähte ist noch etwa 0,05 bis 0,1 mm pro Draht zuzugeben.

Leiter von großem Querschnitt werden von nackten Kupferstangen abgeschnitten, auf Schablonen in die Spulenform gebogen und dann von Hand oder mittels einer Wickelmaschine isoliert. Zur Isolation dienen Streifen von Baumwolltuch, das mit einem Isolierlack getränkt ist, Streifen von Ölleinwand, Ölpapier, Cellulosepapier u.s.w., die mit Überlappung spiralförmig oder kanalförmig um den Stab gewickelt werden.

25. Die Nutenformen.

Der Eisenkörper, der die Wicklung trägt, besteht aus Blechscheiben von 0,3 bis 0,5 mm Stärke, die durch Papier oder einen Lackanstrich voneinander isoliert sind.

Die Nuten, welche die Wicklung aufnehmen sollen, werden aus den einzelnen Blechen ausgestanzt und die gestanzten Bleche werden zum Eisenkörper zusammengesetzt.

Wir können drei Hauptformen der Nuten unterscheiden, die geschlossene, die teil- oder halbgeschlossene und die offene Form.

Bei der Wahl der Nutenform und Nutenzahl ist folgendes zu berücksichtigen:

1. Die Verteilung des Kraftflusses im Luftspalte δ.

Steht den Nuten eine kontinuierliche Eisenfläche oder ein zweiter Eisenkörper mit Nuten gegenüber, so verteilt sich der Kraftfluß nicht gleichmäßig über den zwischenliegenden Luftspalt, sondern die Feldstärke ist da, wo die Nuten sind, am kleinsten und unter den Zähnen am größten.

Die für die Magnetisierung des Luftspaltes erforderliche Amperewindungszahl ist der maximalen Feldstärke proportional und der Magnetisierungsstrom wird daher um so größer, je ungleicher sich der Kraftfluß verteilt.

Die Fig. 205a, b, c gibt ein Bild der Kraftflußverteilung im Luftspalte für verschiedene Nutenformen. Die Verteilung ist um so ungleichmäßiger, je größer $\frac{t_1 - z_1}{\delta}$ ist.

Steht den Nuten ein Pol gegenüber, der sich relativ zu Nuten bewegt, so wandert die ungleiche Verteilung des Kraftflu längs der Polfläche.

Ist der Pol massiv, so treten **Wirbelströme** auf. Die Induk von Wirbelströmen hört erst in einer Tiefe auf, bei der e gleichmässige Verteilung des Kraftflusses vorhanden ist.

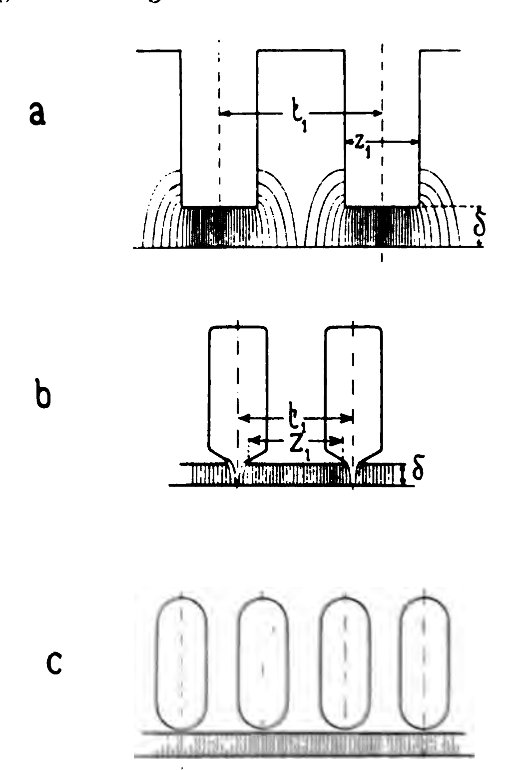


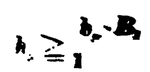
Fig. 205. Verteilung des Kraftflußes im Luftraum:
a) bei offenen Nuten; b) bei halb geschlossenen Nuten; c) bei geschlossenen Nut

Durch eine große Zahl von halb- oder ganz geschlosse Nuten läßt sich eine nahezu gleichmäßige Verteilung des Kr flusses im Luftspalte erreichen. Wichtig ist bei, daß der Ansatz des Nutensteges nicht dünn gemacht wird.



Fig. 206

Bezeichnet B_l die mittlere Luftind so soll (s. Fig. 206)



$$h_s \geqq \frac{b_r \cdot B_l}{1}$$

Läßt sich eine mit Rücksickt auf die Wirbelstromverluste tige Nutenform nicht erreichen, so muß der gegenüberstehende lamelliert werden.

2. Der Einfluß der Nutenform auf die Nutenstreuung. Die Nutenstreuung wird um so größer, je größer das Stromnen (Drahtzahl × Stromstärke pro Draht) einer Nut, je kleiner Nutenweite und je größer die Nutentiefe wird. Um eine kleine enstreuung zu erhalten, ist es daher so lange günstig, die Wick- auf möglichst viele Nuten zu verteilen, als das Verhältnis von enhöhe zur Nutenweite nicht zu groß wird. Bei den üblichen enformen ist meistens

$$\frac{\text{Nutenhöhe}}{\text{Nutenweite}} < 4.$$

Das Schließen der Nuten (Fig. 205 c) vergrößert die Nutenung erheblich, man macht daher den Steg in der Mitte wenn- lich nur 0,5 bis 1 mm stark.

Ein Aufschlitzen der Nuten (Fig. 205 b) vergrößert den magischen Widerstand für den Streufluß bedeutend, so daß zwischen geschlitzten (2 bis 10 mm Schlitz) und ganz offenen Nuten in ser Hinsicht kein großer Unterschied mehr besteht.

3. Einfluß der Nutenform und der Nutenzahl auf die rvenform der EMK oder die Kurvenform der erzeugten gnetfelder. Weite offene Nuten geben zur Induktion von eren Harmonischen Veranlassung. Diese Wirkung wird um so wächer, je größer die Nutenzahl pro Pol gewählt wird und eine gleichmäßigere Verteilung des Kraftflusses im Luftspalte vornden ist.

Für die Erzeugung einer möglichst sinusförmigen EMK bei neratoren oder eines sinusförmigen Feldes bei Motoren ist eine f viele Nuten verteilte Wicklung günstig.

4. Einfluß der Nutenform und Nutenzahl auf die Herellung der Bleche und der Wicklung. Die unter 1 bis 3 nannten Punkte verlangen eine möglichst große Nutenzahl, der rbrauch an Isoliermaterial und der von der Wicklung beanspruchte um wird aber um so größer, je größer die Nutenzahl ist. Bei ochspannungswicklungen, wo eine starke Isolation zwischen Nutenand und Wicklung liegen muß, macht man daher die Nutenzahl öglichst klein und wählt selten mehr als 3 Löcher pro Pol und Phase. ei Niederspannungswicklungen und bei Stabwicklungen kann man gegen höher gehen.

In den Fig. 207 bis 209 sind verschiedene offene, halbgeschlossene und geschlossene Nuten dargestellt.

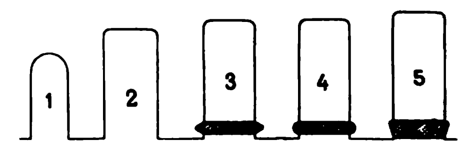


Fig. 207. Offene Nutenformen.

Die offenen Nuten (Fig. 207) haben den Vorteil, daß die Spulen auf einfache und billige Art auf Schablonen hergestellt und fertig isoliert in die Nuten eingelegt und bei allfälligem Schadhaftwerden leicht wieder durch neue ersetzt werden können. — Wegen der starken Vergrößerung des Magnetisierungsstromes kommt diese Nutenform bei asynchronen Motoren in Europa selten zu Verwendung. In den Vereinigten Staaten ist sie dagegen mehr in Gebrauch, weil dort die hohen Arbeitslöhne ein einfaches Verfahren für die Herstellung der Wicklung erfordern. Bei Generatoren ist sie dagegen vielfach im Gebrauch, durch Lamellieren und Schrägstellen der Polschuhe lassen sich hier die schädlichen Einflüsse der offenen Nut zum größten Teil beseitigen.

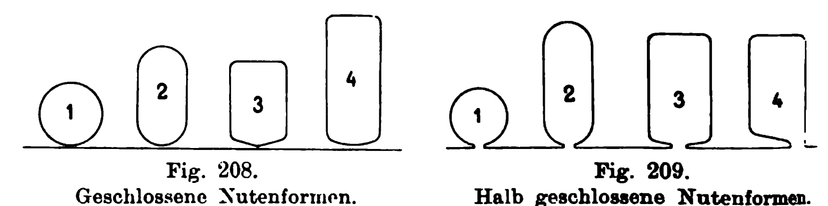


Fig. 208. Geschlossene Nutenformen.

Fig. 209. Halb geschlossene Nutenformen.

Die geschlossene Nut (Fig. 208) hat den Nachteil, daß die Drähte durch die Nuten durchgezogen werden müssen, was bei größeren Windungslängen recht umständlich ist; da sie außerdem die Nutenstreuung der Wicklung erhöht, kommt sie verhältnismäßig wenig zur Anwendung.

Am meisten gebräuchlich ist die halbgeschlossene Nut (Fig. 209). Bei Niederspannungswicklungen, die keine geschlossenen Isolierhülsen erfordern, können bei dieser Nutenform dünne Drähte von oben eingelegt werden; auch hinsichtlich Streuung und Magnetisierungsstrom ist sie günstig.

26. Die Anordnung und Isolation der Wicklung in Nuten.

In den Fig. 210 bis 237 sind verschiedene Anordnungen der Kupferleiter in Nuten dargestellt. Um eine gewünschte Nutenform

zu erhalten oder um den gegebenen Raum einer Nut gut auszunützen, ist in jedem Falle die günstigste Anordnung aufzusuchen.

Da Drähte über 3 bis 4 mm Durchmesser, namentlich bei kleinen Ankern, schwer zu wickeln sind und daher ihre Isolation leicht beschädigt wird, werden oft zwei und mehr dünnere Drähte parallel gewickelt, dadurch wird jedoch die Ausnützung des Nutenraumes verschlechtert.

Wird der Querschnitt eines Leiters größer als etwa 20 bis 25 mm^2, so geht man von der Drahtwicklung besser zur Stabwicklung über. Die Fig. 213 bis 216 und 221 bis 224 geben verschiedene Anordnungen von rechteckigen Stäben.

Die **Isolation der Wicklung** kann auf drei verschiedene Arten erfolgen:

1. Die Nuten erhalten eine offene Isolation; die besponnenen oder mit Band bewickelten oder auch nackten Ankerleiter werden von oben in die isolierte Nut eingelegt; die Nut wird schließlich meistens mit einem Keil verschlossen. (Fig. 210 bis 218.)

2. Die Nuten erhalten eine geschlossene röhrenförmige Isolation. Dünne Drähte werden in die isolierten Nuten „eingefädelt", d. h in die Isolation eingezogen, und Stäbe werden in die Röhren von der Seite eingeschoben. (Fig. 220 bis 227.)

3. Die Spulen werden auf Schablonen hergestellt, mit Isoliermaterial umkleidet und in die Nuten eingelegt. (Fig. 219 und 237.)

Die Stärke der Nutenisolation richtet sich nach der Klemmenspannung der Maschine. Man darf verlangen, daß **Probestücke** der Isolation im kalten Zustande bei niedrigen Spannungen die 10 bis 5fache und bei hohen Spannungen die 4 bis 3fache Betriebsspannung ohne durchzuschlagen etwa 5 Minuten aushalten. Um dieses Resultat bei möglichst geringer Stärke der Isolation zu erreichen, ist es durchaus erforderlich, sie aus mehreren, **mindestens etwa 3 Lagen**, zusammenzusetzen.

Als Isoliermaterial für die Nuten wird hauptsächlich Preßspan (Karton, roh und geölt) Cellulosepapier und Manilapapier (mit Leinöl oder S-Lack getränkt), Leatheroid, Ölpapier, Rotpapier, Letroli (eine Art imprägniertes Papier), Ölleinewand oder Baumwolltuch mit Leinöl oder Lack getränkt, verwendet. Für hohe Spannungen kommen hauptsächlich Mika und dessen Fabrikate, wie Megohmit, Mikanit und Mikaleinen, ferner Ölleinen (empire cloth) und mit [illegible] einem Isolierlack getränkte Papiere und Preßspan

[illegible] wird geöltes Buchenholz, Leatheroid und

Jede Fabrik hat ihre eigenen Erfahrungen und Verfahren bei der Isolation. Das sorgfältige Studium der Eigenschaften der Isoliermaterialien und ihre richtige Behandlung und Verwendung ist dabei von größter Wichtigkeit. Man muß durch eine richtige Auswahl und Zusammensetzung der Isoliermaterialien dahin streben, mit möglichst wenig Raumbeanspruchung eine ausreichende Isolation zu erlangen.

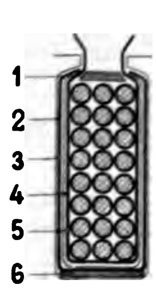


Fig. 210.

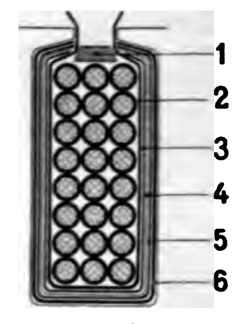


Fig. 211.

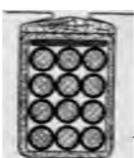


Fig. 212.

Fig. 210. Nutenisolation bis 110 Volt der Österr. Union E.-G. Wien.

1. Leatheroid je nach vorhandenem Platz.
2. Luft 0,3.
3. Preßspan, geölt 0,23.
4. Cellulosepapier 0,06.
5. Preßspan 0,23.
6. Leatheroid 0,4.

Für 220 Volt anstatt Cellulosepapier eine Manilapapier-Einlage von 0,14 mm. Für 400 bis 600 Volt ebenso und außerdem noch eine Lage von geöltem Preßspan.

Fig. 211. Nut eines Stators für 500 Volt der Sté. Electr. et Hydr. Charleroi. Prüfspannung 2500 Volt.

1. Keilverschluß passender Größe.
2. Preßspan 0,23.
3. Flexibles Mikanit 0.2.
4. Ölleinen 0,15.
5. Flexibles Mikanit 0.2.
6. Preßspan 0,23.

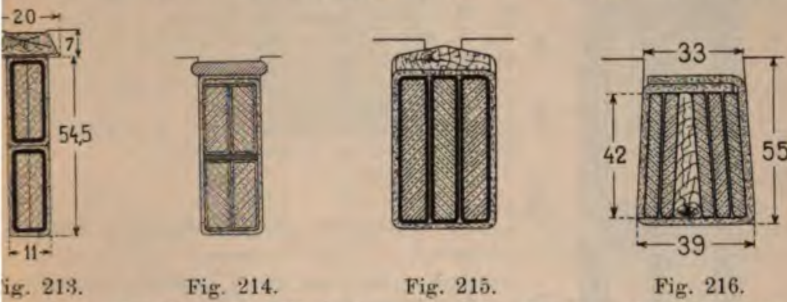
Es ist jedoch nicht nur für eine genügende Stärke der Isolation gegen Durchschlag, sondern insbesondere auf eine gute Oberflächenisolation zu achten.

Die kleinste Oberflächenisolation ergibt die offene Isolierung der Nuten, man geht daher selbst bei großen Nuten, bei denen eine gute Überlappung der Isolationsschichten (s. Fig. 217) erreicht wird, mit der Spannung bei offener Nutenisolierung nicht über 3000 Volt hinaus.

Bei hohen Spannungen, sowie auch bei niedrigeren Spannungen und kleineren Nuten, ist für die Nuten immer ein geschlossenes Isolierrohr zu verwenden. Außerdem muß das Rohr auf beiden Seiten auf eine genügende Länge über den Eisenkern vorstehen. Bei hohen Spannungen darf man 1 bis 2 cm pro 1000 Volt rechnen.

Zwei verschiedene offene Nutenisolationen mit Keilverschluß ‹d in den Fig. 210 und 211 dargestellt.

Um eine möglichst große Oberflächenisolation zu erhalten, kann ‹ Isolation oben in der Nut über die Wicklung zusammengeklappt ‹rden, sie stößt dann, wie die Fig. 212, 213 und 215, stumpf zu‹mmen oder überdeckt sich gegenseitig wie in Fig. 214 und 216.



ig. 213. Fig. 214. Fig. 215. Fig. 216.

Fig. 213. Nut eines 750 KW. Drehtromgenerators der Union E.-G. Berlin für 60 Volt, 7500 Ampère erk. Strom, 125 Touren. Pro Phase 2 parallele Stromkreise zu 24 Stäben von Flachkupfer von 7×21 mm.

Fig. 216. Nut eines 325 KW. Drehstromgenerators der E.-A.-G. vorm. Lahmeyer & Co. 20 Spulen à $2^1/_2$ Windungen pro Phase von Kupferband 3×40 mm.

In Fig. 217 besteht die Isolation aus zwei Kanälen, deren ‹nder keilförmig zugespitzt sind, so daß sich die Seitenwände auf ‹r ganzen Länge überdecken.

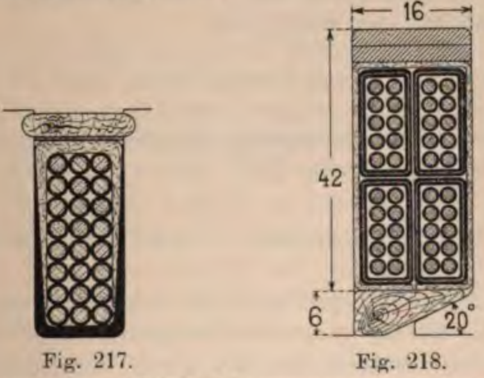


Fig. 217. Fig. 218.

g. 218. Statornut eines 3 PS Drehstrommotors der Union E.-G. Berlin für 0 Volt verkettet, 50 Perioden, 1500 Touren. Zwei Löcher pro Pol und Phase, pro Nut 40 Drähte von 2,5/2,75 mm Φ.

Die Isolation für eine Schablonenwicklung mit 4 Spulenseiten einer Nut ist aus Fig. 218 ersichtlich. Die Nutenöffnung ist so ‹oß, daß eine Spule durch sie eingelegt werden kann.

In Fig. 219 sind, ebenso wie es bei Gleichstromwicklungen geschieht, zwei benachbarte Spulenseiten gemeinsam in die Nut gelegt.

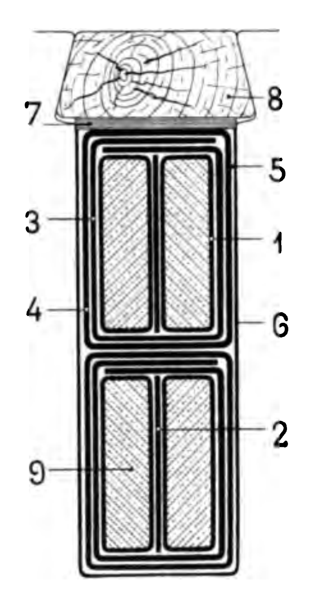


Fig. 219. Stabwicklung für 500 Volt.
(Zwei Stäbe werden gemeinsam vor dem Einlegen in die Nut isoliert.)

1. Baumwollband mit Sterling-Lack = 0,4 mm.
2. Geöltes Papier = 0,1 mm.
3. Rot-Papier = 0,2 mm und geölte Leinwand = 0,3 mm.
4. Baumwollband mit Sterling-Lack = 0,4 mm.
5. Spielraum = 0,1 mm.
6. Karton = 0,2 mm.
7. Karton = 0,5 mm.
8. Holzkeil.
9. Stab.

Nutenweite = Kupferbreite + 4,0 mm.

oder:

1. Baumwollband mit 1/3 Überlappung = 0,4 mm
2. Geöltes Papier = 0,1 mm.
3. Baumwollband mit 1/3 Überlappung = 0,4 mm.
4. Zwei Lagen Ölleinwand, eingefaßt von einem dünnen Baumwolltuch, mit einer Gesamtstärke = 0,6 mm.
5. Spielraum = 0,15 mm.

Nutenweite = Kupferbreite + 4,0 mm.

Damit das möglich ist, müssen die Seiten, die in einer Nut beisammen liegen, auch in der anderen Nut beisammen bleiben. Das ist nur dann der Fall, wenn der Wicklungsschritt y_2, der die Weite der Spule bestimmt, der Bedingung

$$y_2 = x \cdot u_n + 1 \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (14)$$

wenn u_n die Zahl der Spulenseiten einer Nut (in Fig 219 ist $u_n = 4$) und x eine beliebige ganze Zahl (den sogenannten Nutenschritt) bezeichnet.

Nuten mit geschlossener Isolation (Isolierröhren) zeigen die Fig. 220 bis 222.

Ein Isolierrohr aus Papier wird auf einfachste Weise auf folgende Art hergestellt. Der ausgemessene Preßspanstreifen wird auf einen leicht konischen Holzdorn von der Form der Nut, aber kleiner, aufgewickelt. Nach dem ersten Umgang wird die zweite und wenn erforderlich, die dritte Schicht Isoliermaterial (Manila- oder Cellulosepapier, Ölleinen, geöltes Baumwolltuch etc., s. Fig. 223) beigelegt. Die Hülse wird mit dem Stab in die Nut eingeführt. Durch das Vorstoßen des konischen Holzes paßt sich das Isolierrohr dann sehr gut der Gestalt der Nut an.

In den Fällen, wo z. B. wie bei den Rotorwicklungen von asynchronen Wechselstrommotoren, blanke Kupferstäbe verwendet

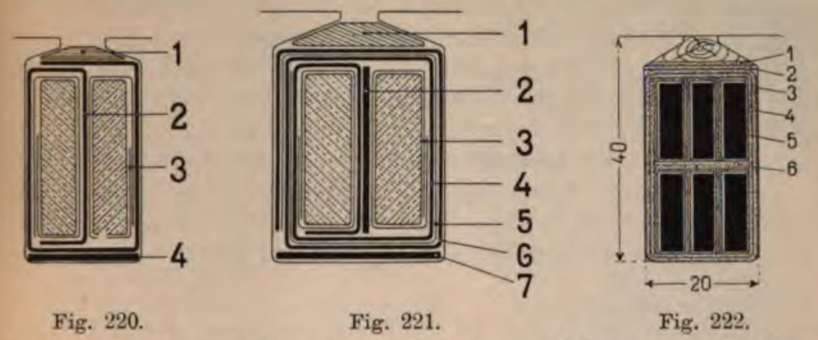


Fig. 220. Fig. 221. Fig. 222.

Fig. 220. Wicklung des Rotors eines asynchronen Motors mit Schleifringen.
1. Leatheroidkeil passender Größe.
2. Preßspan 0,23.
3. Cellulosepapier, Anfang und Ende geklebt.
4. Leatheroid 0,4.

Fig. 221. Nut für Stabwicklung bis ca. 220 Volt der Österr. Union E.-G. Wien.
1. Leatheroidkeil passender Größe.
2. Preßspanstreifen 0,5 mm.
3. Cellulosepapier, Anfang u. Ende geklebt.
4. Preßspan 0,23.
5. Manilapapier-Einlage 0,14.
6. Preßspan 0,23.
7. Leatheroid, lackiert 0,4.

Fig. 222. Stabwicklung des Stators eines 144 PS. Drehstrommotors von Siemens & Halske A.-G. Wien. 500 Volt, 42 Perioden, 126 Umdrehungen.
1. 0,7 mm Glimmer.
2. 0,7 mm Glimmer.
3. 0,7 mm Glimmerpapier.
4. 0,7 mm Glimmerpapier.
5. Baumwollband, doppelt überlappt.
6. 1,5 mm Glimmer.

werden, kann jeder Stab zuerst auf Eisenlänge mit Cellulosepapier beklebt und die Stäbe nach einer in Fig. 220 und 221 gezeigten Methode in Preßspan eingewickelt werden. Das Umfalzen des Preßspans geschieht jeweils durch Einpressen der Stäbe in eine Holznut.

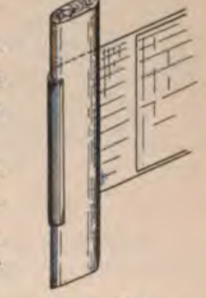


Fig. 223.

Sind die Stäbe fertig isoliert, so werden sie mit der Isolation gemeinsam seitlich in die Nut eingeschoben. Damit das möglich ist, dürfen sie garnicht oder nur einseitig abgekröpft sein.

Eine verhältnismäßig starke Isolation besitzt die Nut mit 6 Stäben, Fig. 222. Die Stäbe sind gemeinsam isoliert und in die Nut seitlich eingeschoben.

Bei Stäben von geringem Querschnitt muß sehr mit dem Isoliermaterial gespart werden. Man kann, wie Fig. 224 veranschaulicht, zwischen je zwei isolierte Stäbe einen nackten Stab einlegen und alle Stäbe mit einer gemeinsamen Isolierschicht umgeben.

Isolierrohre für hohe Spannungen werden aus zahlreichen Lagen von geöltem Preßspan und geöltem Cellulose- und Manila-papier bis zu 6 und mehr Millimetern Wandstärke hergestellt und haben sich gut bewährt.

Fig. 224.

Rohre aus Preßspan und Ölleinwand oder aus geöltem Baumwolltuch mit Mikaeinlage eignen sich ebenfalls für hohe Spannungen.

Am häufigsten werden für hohe Spannungen Mikaröhren verwendet. Die Beanspruchung, welche diese Röhren zulassen, ist aus den Figuren 225a und b und 226 ersichtlich, welche die Firma Meirowsky & Co. für ihre Fabrikate angibt.

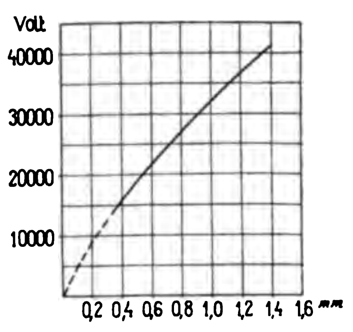


Fig. 225a.

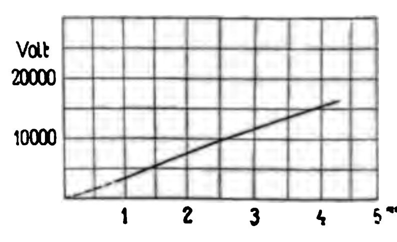


Fig. 225b.

Fig. 225. a) Durchschlagkurve für Mikanitröhren von Meirowsky & Co.; b) Beginn der Erwärmung bei Mikanitröhren von Meirowsky & Co.

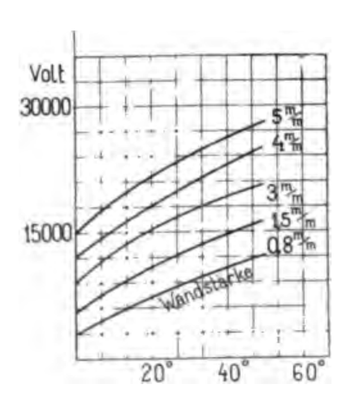


Fig. 226. Kurven der höchsten Erwärmung in Mikanitröhren und Rinnen von Meirowsky & Co.

Läßt man eine Temperaturerhöhung von 3° C. zu, so reicht ein Rohr von 3 mm Wandstärke für ca. 13000 Volt. In der Praxis wählt man die Wanddicken jedoch größer, z. B.:

für 2000 bis 3000 Volt ca. 2 mm
für 4000 Volt ca. 2,5 mm
für 6000 Volt ca. 3,0 mm
für 10000 Volt ca. 4,0 mm.

Es ist zu empfehlen, die Röhren vor der Verwendung für sich allein zu prüfen. Man steckt zu dem Zwecke in die Röhren mit Stanniol umkleidete Holzleisten oder Draht und umwickelt die zu prüfenden Röhren auf einer Länge, welche der Eisenlänge und Lage des Ankereisens entspricht, mit Stanniol. Die

Klemmen des Transformators werden dann an die inneren und äußeren Stanniolbelegungen angeschlossen. Die Prüfspannung soll das 2- bis 4-fache der Betriebsspannung sein, jedoch sollen längs des Rohres von einer Belegung zur andern keine Funken überspringen; wenn erforderlich, wird die äußere Belegung kürzer gemacht.

Rohre, die keine genügende Isolierfestigkeit besitzen, erhitzen sich durch die elektrische Beanspruchung nach kurzer Zeit und werden schließlich durchgeschlagen. Man schließt daher Röhren, die sich erwärmen, von der Verwendung aus.

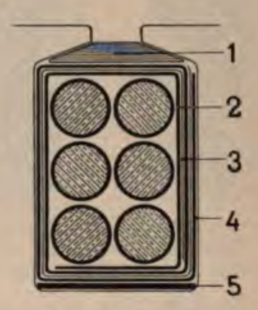


Fig. 227. Wicklung für Spannungen bis 110 Volt.
1. Holz, geölt.
2. Preßspan 0,23.
3. Cellulosepapier 0,055.
4. Luft 0,3 mm.
5. Leatheroid, lackiert 0,4.
Für Spannungen bis 300 Volt anstatt Cellulosepapier eine Einlage von 0,14 mm Manilapapier; für Spannungen bis 500 Volt kommt noch ein Umgang Preßspan mit Manilapapier hinzu.

Eine Wicklung mit Papierrohr und in das Rohr eingezogenen Drähten stellt Fig. 227 dar, und verschiedene andere Drahtanordnungen in Mikanitrohren sind aus den Figuren 228 bis 232 ersichtlich, während in den Fig. 233 bis 235 in Mikanitrohre eingebrachte Stabwicklungen aufgezeichnet sind.

Werden die Spulen in offene Nuten eingelegt, wie in den Fig. 236 und 237 dargestellt ist, so können sie vorher einzeln auf Schablonen in die endgültige Form gewickelt werden. Diese Herstellungsart der Spulen hat den großen Vorteil, daß die Spulen unabhängig vom Eisenkörper rasch und billig hergestellt werden können, und daß bei Reparaturen das Einlegen von Ersatzspulen in kurzer Zeit und bequem vor sich geht.

Die Spulen werden entweder in Nuten mit offener Isolation und Keilverschluß eingelegt, wie in Fig. 236, oder jede Spule wird vorher auf eine Länge, welche die Eisenbreite um eine von der Höhe der Spannung abhängige Länge übertrifft, vollkommen isoliert.

Hierzu werden die obengenannten Materialien benutzt, die auf die betreffende Länge abgeschnitten und um die Spulenseiten gewickelt werden. Die genaue Form kann durch nachträgliches Pressen hergestellt werden.

Für hohe Spannungen kann man die Spulen mit Mika umkleiden. Dasselbe wird in kleinen dünnen Blättern in sehr vielen Lagen bis zu der erforderlichen Stärke mit Schellack oder einem

anderen Klebelack zusammengeklebt und auf diese Weise eine Mikahülse direkt auf der Spule hergestellt. Damit die Fabrikation rasch vorwärts schreitet, wird als Unterlage eine elektrisch geheizte eiserne Platte und außerdem ein elektrisch geheiztes Bügeleisen benutzt. Fig. 237 stellt eine derart von der Maschinenfabrik Örlikon hergestellte Isolation dar.

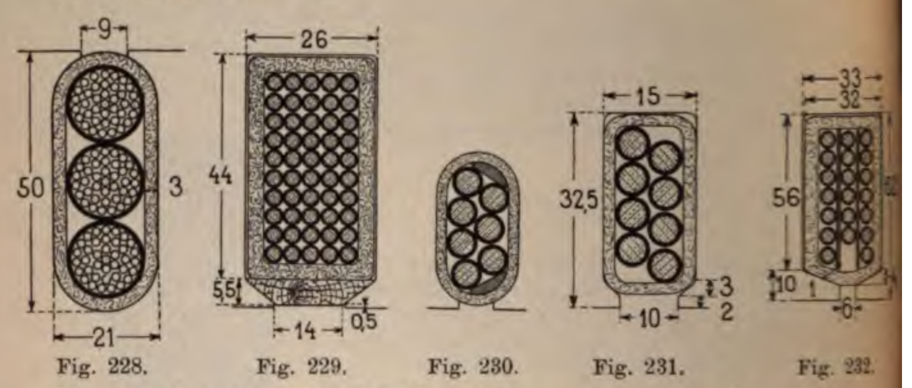


Fig. 228. Fig. 229. Fig. 230. Fig. 231. Fig. 232.

Fig. 228. Nut eines 1000 KW. Wechselstromgenerators von Ganz & Comp., Budapest, für 3000 Volt, 333 Ampère, 125 Touren, 50 Perioden. 8 Löcher pro Pol, wovon 5 mit je 3 Windungen Kabel, 37 Litzen von 1,8 Φ, bewickelt.

Fig. 229. Nut eines 250 KW. Dreiphasen-Synchronmotors der Vereinigten Elektrizitäts-Aktien-Gesellschaft, Wien. 5000 Volt, 40 Ampère, 42 Perioden, 315 Touren. 2 Nuten pro Pol und Phase mit 25 Windungen zu 2 parallelen Drähten von 3 mm Φ.

Fig. 231. Nut eines 900 PS. Drehstromgenerators der A. E.-G. Berlin für 3000 Volt verkettet, 175 Ampère, 107 Touren, 50 Perioden. 3 Nuten pro Pol und Phase mit je 4 Windungen aus 2 parallelen Drähten von 4,5 mm Φ.

Fig. 232. Nut eines 750 KW. Drehstromgenerators der E.-G. Alioth, Münchenstein, für 7000 Volt verkettet, 300 Touren, 50 Perioden. 1 Nut pro Pol und Phase zu 20 Windungen von Draht von 5,5 mm Φ.

Man kann zur Herstellung eines Isolierrohres um die fertige Spule auch eine flexible Mikanitplatte verwenden, die, etwas erwärmt, in mehreren Lagen um die Spule gewickelt wird und durch Pressen die Form der Nut erhält.

Eine sehr gute Isolation läßt sich in diesem Falle durch Aufwickeln von vielen Lagen Ölleinwand (empire cloth) erreichen, das man durch eine Lage Preßspan gegen mechanische Beschädigungen schützt.

Dieser Ersatz der Mikaröhren durch Ölleinen soll bei amerikanischen Firmen vielfach im Gebrauch sein. Eine größere amerikanische Fabrik benutzt Umhüllungen von Leinentaft. Eine halb überlappte Windung wird dreimal in Sterling-Varnish getaucht und

ılt dadurch eine Dicke von 0,45 mm. Derartige Hüllen werden nehreren Lagen nacheinander aufgebracht und zwar:

für	2000	Volt	2	Lagen	(0,9 mm)
für	6000—7000	„	4	„	(1,8 mm)
für	11 000	„	6	„	(2,7 mm).

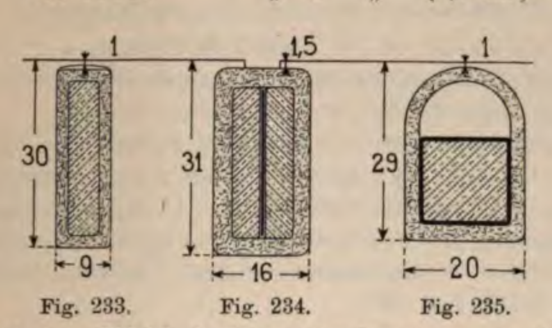
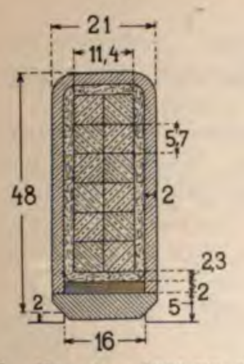


Fig. 233. Fig. 234. Fig. 235.

. 233. Nut eines 740 PS. Zweiphasen-Synchronmotors der Sté. Electricité Iydraulique, Charleroi, von 1000—1100 Volt, 263—290 Ampere, 212 Touren. Anker 6 Löcher pro Pol und Phase zu je 1 Windung von 5 × 25 mm.

. 234. Nut eines 1000 KW.-Wechselstromgenerators der E.-A.-G. vorm. Lahrer, Frankfurt a. M., für 2200 Volt, 455 Ampere, 85 Touren, 50 Perioden. ker 6 Nuten pro Pol, wovon 4 bewickelt mit je 2 Leitern von 4,5 × 25 mm.

. 235. Nut eines 450 KW. Drehstromgeneratoren der Sté. Electr. et Hydr., Charleroi, für 500 Volt, 110 Touren, 50 Perioden. 2 Nuten pro Pol und Phase zu je 1 Windung von 15 × 17 mm.



ig. 236. Nut eines 1000 PS. Drehromgenerators der E.-A.-G. vorm. Kolben, Prag-Vysočan, für 3000 Volt, 90 Touren.



Fig. 237. Nutenisolation der Maschinenfabrik Örlikon für Hochspannungsgeneratoren. Spule auf einer Schablone hergestellt und nachher mit Mika umkleidet.

Verschiedene Beispiele aus der Praxis für die Stärke der Isotion gibt ferner die nachfolgende Zusammenstellung.

1. Drehstromgenerator 550 Volt, 160 K.V.A. Nutenisolation 0,8 mm, Preßspan-Manilapapier-Preßspan, Stab 4 × 15 mm nackt, 4,2 × 15,2 mit Cellulosepapier isoliert (nach Fig. 221).
2. Drehstrommotor 50 PS, 3000 Volt. Stator: 2,5 mm Mikanitrohr; Rotor: 250 Volt max., Nutenisolation 1 mm Preßspan-Manilapapier-Preßspan (nach Fig. 221).
3. Drehstrommotor 50 PS, 2000 Volt. Stator: 2 mm Mikanitrohr; Rotor: Nutenisolation 0,6 mm Preßspan-Cellulosepapier-Preßspan (nach Fig. 220).
4. Drehstrommotor 50 PS, 500 Volt. Stator: Pro Nut 8 Litzen 4,4 × 6,6 mm nackt, 4,95 × 7,15 mm isoliert (1mal besponnen, 1mal beklöppelt); Nutenisolation 1 mm Preßspan-Manila-Preßspan (nach Fig. 221); Rotor: Spannung max. 95 Volt pro Phase, Nutenisolation 0,6 mm Preßspan-Cellulose-Preßspan (nach Fig. 220).
5. Drehstrommotor 30 PS, 1000 Volt. Statorwicklung mit Keilverschluß für Preßspan 0,2, Mikaleinen 0,3, Ölleinen 0,2, Preßspan 0,2 mm.
6. Statorwicklung mit Keilverschluß für 500 Volt, Prüfspannung 2500 Volt, Preßspan 0,2, flexibler Mika 0,2, Ölleinen 0,18, flexibler Mika 0,2, Preßspan 0,2 mm.

Hieraus und aus den früheren Beispielen ist zu ersehen, daß die Isolationsmethoden der verschiedenen Firmen stark voneinander abweichen.

27. Die Prüfung der Isolation einer Wicklung.

Die Prüfung der Isolation einer Wicklung wird in verschiedenen Stadien der Fabrikation vorgenommen. Werden die Spulen auf Schablonen hergestellt, so werden sie von einigen Firmen vor dem Einlegen in die Nut einzeln geprüft, ob innerer Kurzschluß zwischen zwei Windungen vorhanden ist. Zur Prüfung wird ein Transformator, Fig. 238, benutzt und jede Spule S (auch mehrere gleichzeitig) zur sekundären Wicklung dieses Transformators gemacht. Die obere Hälfte des Transformators ist an einem Wagebalken befestigt,

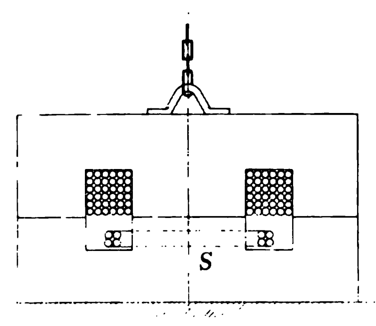


Fig. 238. Transformator für Isolationsprüfung.

so daß sie leicht abgehoben und neue Spulen eingelegt werden können.

Zu beobachten ist die primäre Stromstärke; sobald ein Kurzschluß sich einstellt, steigt sie plötzlich an. Die primäre Spannung und Größe des Transformators wird so bemessen, daß die sekundäre Prüfspannung mindestens gleich der zwei- bis dreifachen normalen Spannung einer Spule ist.

Die Prüfung der einzelnen Spulen auf inneren Kurzschluß kann auch auf der Armatur selbst erfolgen. Hierzu dient ein in Fig. 239 dargestellter Bügel aus Eisenblech, der die primäre Spule trägt und auf den Eisenkörper der Armatur aufgesetzt wird.

Sind alle Spulen auf den Anker gebracht oder gewickelt, so erfolgt die erste Prüfung auf Körperschluß, indem man eine Klemme des Transformators an den Ankerkörper legt und mit der andern

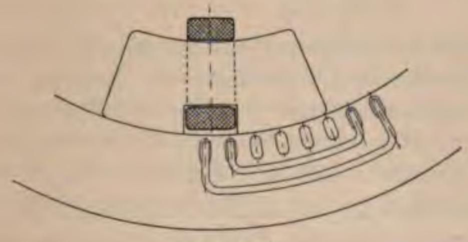


Fig. 239.

alle Spulen verbindet. Außerdem kann während der Herstellung der Wicklung mit einem direkt zeigenden Galvanometer wiederholt eine Isolationsmessung vorgenommen werden, wodurch direkte Kurzschlüsse sofort ermittelt werden.

Die letzte Prüfung auf Körperschluß wird vorgenommen, wenn alle Spulen unter sich verbunden und die Wicklung vollkommen fertiggestellt ist.

Bei der Wahl der Prüfspannung auf Körperschluß ist zu beachten, daß die Wicklung im warmen Zustande einen kleineren Isolationswiderstand besitzt als im kalten.

In der Praxis übliche Prüfspannungen gibt nachfolgende Tabelle für eine Prüfungsdauer von einer Minute.

Für die Rotorwicklungen von größeren asynchronen Motoren kann, sofern die Wicklung zwei- oder dreiphasig ist und Schleifringe erhält, die Prüfspannung gegen das Gehäuse bei offenem Nullpunkt etwa zu 2000 bis 3000 Volt im kalten und 1500 bis 2000 Volt im warmen Zustande gewählt werden.

Maximale Klemmenspannung im Betriebe	Prüfspannung. Ganze Wicklung gegen das Gehäuse und zwischen den Phasen	
	kalt	warm
bis 250 Volt	2000	1500
„ 500 „	2500	2000
„ 1000 „	4000	3000
„ 2000 „	6000	5000
„ 3000 „	8000	7000
„ 4000 „	10000	9000
„ 5000 „	12000	11000
„ 6000 „	14000	12000
„ 7000 „	16000	13000
„ 9000 „	18000	15000
„ 10000 „	20000	16000

Der Verband deutscher Elektrotechniker macht folgende Vorschriften, welche den Normalien zur Prüfung elektrischer Maschinen und Transformatoren (§ 26 bis § 33) entnommen sind. Die Isolationsprüfung soll immer bei normaler Erwärmung der Maschine vorgenommen werden. Die betreffenden Paragraphen lauten:

§ 26. Die Messung des Isolationswiderstandes wird nicht vorgeschrieben, wohl aber eine Prüfung auf Isolierfestigkeit (Durchschlagprobe), welche am Erzeugungsort, bei größeren Objekten auch vor Inbetriebsetzung am Aufstellungsort vorzunehmen ist. Maschinen und Transformatoren müssen im Stande sein, eine solche Probe mit einer in Nachfolgendem festgesetzten höheren Spannung, als die normale Betriebsspannung ist, $^1/_2$ Stunde lang auszuhalten. Die Prüfung ist bei warmem Zustande der Maschine vorzunehmen und später nur ausnahmsweise zu wiederholen, damit die Gefahr einer späteren Beschädigung vermieden wird.

Maschinen und Transformatoren bis 5000 Volt sollen mit der doppelten Betriebsspannung, jedoch nicht mit weniger als 100 Volt geprüft werden. Maschinen und Transformatoren von 5000 bis 10000 Volt sind mit 5000 Volt Überspannung zu prüfen. Von 10000 Volt an beträgt die Prüfspannung das Eineinhalbfache der Betriebsspannung.

§ 27. Diese Prüfspannungen beziehen sich auf Isolation von Wicklungen gegen das Gestell, sowie bei elektrisch getrennten Wicklungen gegeneinander. Im letzteren Falle ist bei Wicklungen verschiedener Spannungen immer die höchste sich ergebende Prüfspannung anzuwenden.

§ 28. Zwei elektrisch verbundene Wicklungen verschiedener Spannung sind gleichfalls mit der der Wicklung höchster Spannung entsprechenden Prüfspannung gegen Gestell zu prüfen.

§ 29. Sind Maschinen oder Transformatoren in Serie geschaltet, so sind, außer obiger Prüfung, die verbundenen Wicklungen mit einer der Spannung des ganzen Systems entsprechenden Prüfspannung gegen Erde zu prüfen.

§ 30. Obige Angaben über die Prüfspannung gelten unter der Annahme, daß die Prüfung mit gleicher Stromart vorgenommen wird, mit welcher die Wicklungen im Betriebe benutzt werden. Sollte dagegen eine betriebsmäßig vom Gleichstrom durchflossene Wicklung mit Wechselstrom geprüft werden, so braucht nur der 0,7fache Wert der vorgenannten Prüfspannung angewendet zu werden. Wird umgekehrt eine betriebsmäßig von Wechselstrom durchflossene Wicklung mit Gleichstrom geprüft, so muß die Prüfspannung 1,4mal so hoch genommen werden, wie oben angegeben.

§ 31. Ist eine Wicklung betriebsmäßig mit dem Gestell leitend verbunden, so ist diese Verbindung für die Prüfung auf Isolierfestigkeit zu unterbrechen. Die Prüfspannung einer solchen Wicklung gegen Gestell richtet sich dann aber auch nur nach der größten Spannung, welche zwischen irgend einem Punkte der Wicklung und des Gestelles im Betriebe auftreten kann.

§ 32. Für Magnetspulen mit Fremderregung ist die Prüfspannung das Dreifache der Erregerspannung, jedoch mindestens 100 Volt.

§ 33. Die Wicklung des Sekundärankers asynchroner Motoren ist mit der doppelten Anlaufspannung zu prüfen, jedoch mindestens mit 100 Volt. Kurzschlußanker brauchen nicht geprüft zu werden.

Zehntes Kapitel.

Praktische Ausführung der Wicklungen.

Hinsichtlich der Art der Ausführung lassen sich die Wicklungen in zwei Gruppen einteilen, und zwar in Drahtwicklungen und Stabwicklungen. Als Drahtwicklung bezeichnet man eine Wicklung, bei der eine Spule aus mehreren Windungen besteht, die aus einem Stück Draht oder aus mehreren parallel geschalteten Drahtstücken hergestellt werden. Bei Stabwicklungen ist dagegen jede Windung für sich aus einem oder mehreren Drahtstücken oder Stäben hergestellt. Die Drahtwicklungen kann man wieder einteilen in Handwicklungen und Schablonenwicklungen.

28. Beispiele von Handwicklungen.

Fig. 240 stellt eine Einphasen-Zweilochwicklung dar. Der Anker ist aus Segmenten der dargestellten Größe zusammengesetzt



Fig. 240. Brown, Boveri & Co., Segment der 1500 PS-Generatoren der Zentrale Frankfurt a/M.

edes Segment ist mit 4 Bolzen, deren Löcher sichtbar sind, nem gußeisernen Kranz verbunden.

ie Armatur einer gleichpoligen Maschine mit doppelter ur und einphasiger Einlochwicklung veranschaulicht Fig. 241.



Fig. 241. Maschinenfabrik Örlikon.

ehäuse ist senkrecht zur Achsenrichtung geteilt, um die en den beiden Ankern liegende Erregerspule einlegen zu n.

as Bild eines 16 poligen Ankers mit einphasiger Sieben-Vicklung für große Stromstärken gibt Fig. 242. Die Spulen n 8 parallel geschaltete Gruppen eingeteilt.

Querschnitt und Ansicht einer Armatur mit **Vierloch-Zweiphasenwicklung** sind in Fig. 243 dargestellt. Von einer Zwei-



Fig. [illegible]. Brown, Boveri & Co., [illegible] KW-Einphasen-Generator. 70 Volt, [illegible] Amp., 37,5 Perioden, 300 Umdrehungen per Minute.

loch-Dreiphasenwicklung unterscheidet sie sich nur durch die Polzahl, bezw. die Schaltung der Spulen, wir haben 8 Löcher pro Pol, während wir bei drei Phasen nur 6 Löcher pro Pol haben würden.

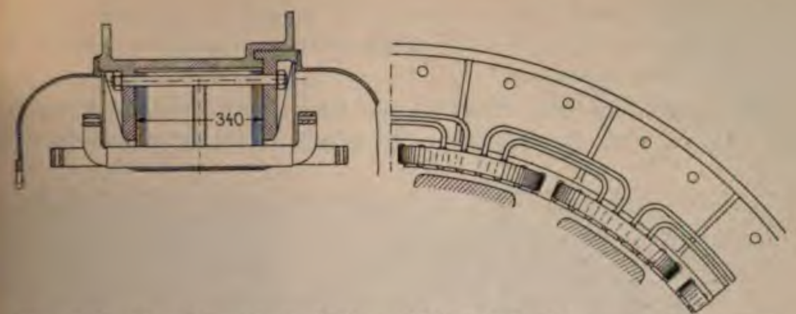


Fig. 243. Maschinenfabrik Örlikon, 700 KW.-Zweiphasen-Synchronmotor. 2600 Volt, 46 Perioden, 276 Umdrehungen per Minute. Armatur. 4 Löcher pro Pol und Phase mit je 6 Leitern à 3 Drähten von 4,4/5 mm Φ parallel.



Fig. 244. Allgemeine Elektrizitäts-Gesellschaft, Berlin.

Eine nur zum Teil hergestellte Vierloch-Dreiphasenwicklung läßt Fig. 244 erkennen. Die vorstehenden Spulenköpfe werden mit Baumwollband umwickelt.

Die Fig. 245 und 246 zeigen fertig bewickelte Armaturen. Fig. 245 ist eine dreiphasige Zweilochwicklung mit in zwei



Fig. 245. Maschinenfabrik Örlikon.

Ebenen liegenden Spulenköpfen und Fig. 246 ein dreiphasige Vierlochwicklung mit schrägen Spulenköpfen nach dem Schema Fig. 81.

Eine dreiphasige Dreilochwicklung mit nach zwei Seiten abgekröpften Spulen ist in Fig. 247 dargestellt, die Spulenköpfe lassen, wie Fig. 248 erkennen läßt, die horizontale Trennungsfuge des Ankers frei.

Die Gehäusekonstruktion von Stator und Rotor und die Anordnung er Wicklung eines Drehstrommotors läßt Fig. 249 erkennen. Die Iochspannungswicklung des Stators liegt in geschlossenen Mikanitöhren. Perforierte Bleche zu beiden Seiten des Gehäuses schützen or einer zufälligen Berührung dieser Wicklung.



Fig. 246. Allgemeine Elektrizitäts-Gesellschaft, Berlin.

Die **Maschinenfabrik Örlikon** führt die Rotorwicklungen er normalen Motoren nicht als Stabwicklungen, sondern in eigenümlicher Art als Drahtwicklungen aus. Die Löcher werden mit ingeschobenen Papierröhren isoliert, und in diese Röhren wird lanker Kupferdraht von etwa 2 bis 4 mm Durchmesser geickelt. Die Spulenköpfe erhalten eine Umwicklung aus Baumwolle.

Die Fig. 250 und 251 veranschaulichen einen Rotor mit dieser

Fig. 247.

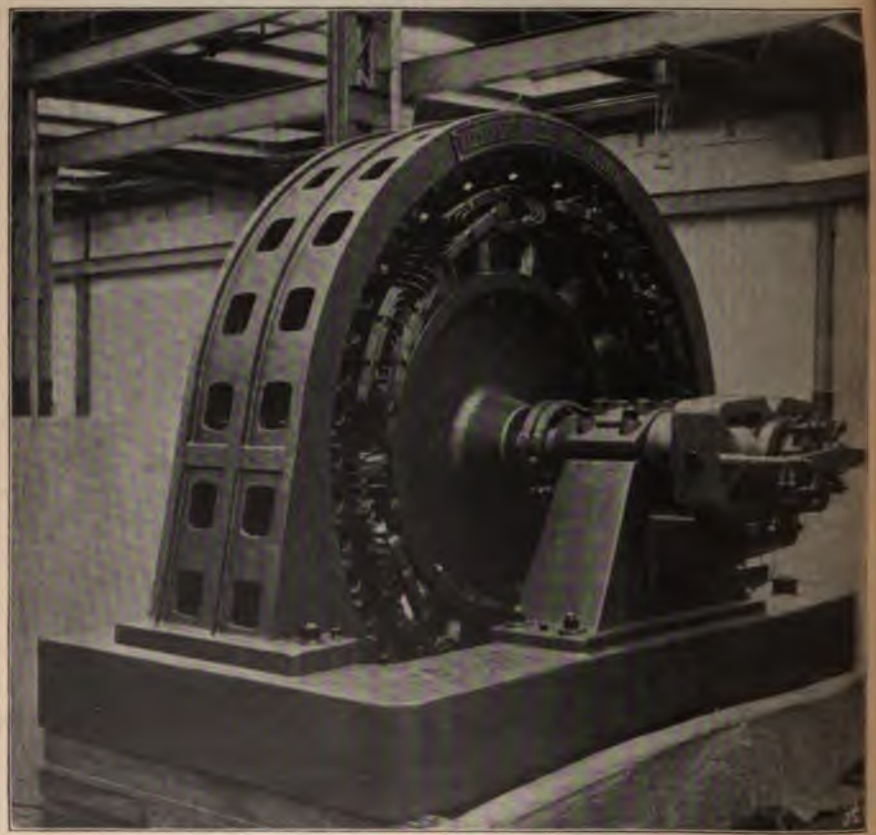


Fig. 248.

Fig. 247 und 248. Brown, Boveri & Co., Wicklung eines 900 PS-Drehstromgenerators. 4000 Volt, 300 Touren, 40 Perioden. Armatur. 144 Löcher, 6 Drähte pro Loch. Pro Phase 8 Spulen à 18 Windungen, Kabel von 9/10 mm Φ, 50 mm² Querschnitt.

Wicklung. Als Halt gegen die Zentrifugalkraft dienen eiserne, in den Ankerkörper eingeschraubte und gegen die Wicklung isolierte Stifte. Sämtliche Stifte werden durch eine Ringscheibe aus Messingblech verbunden.

Das Wickeln mit blankem Kupferdraht hat den Vorzug, daß der Nutenraum gut ausgenützt wird, daß die Wicklung nur wenige Lötstellen, die den Widerstand der Wicklung erhöhen, erhält und daß sie billig herzustellen ist. Nachteilig ist, daß sie sich schlechter abkühlt als eine Stabwicklung, deren Spulenköpfe von der Luft besser umspült werden.

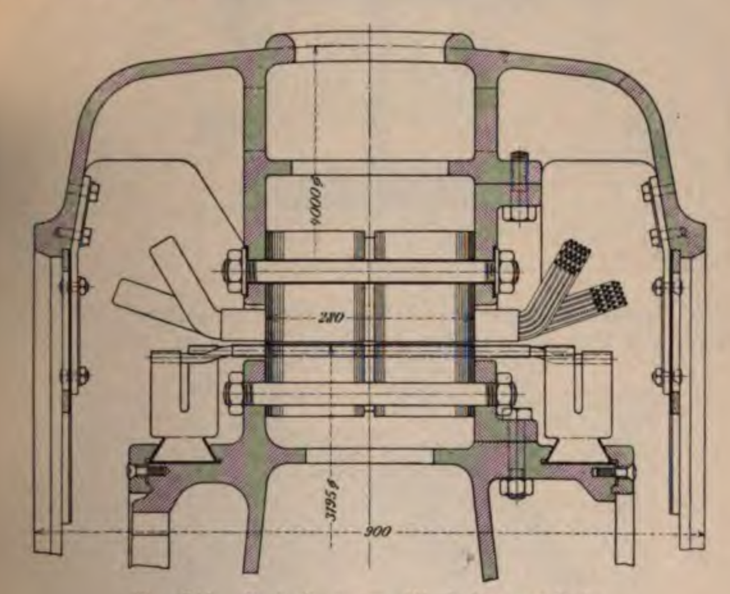


Fig. 249. E.-A.-G. vorm. W. Lahmeyer & Co.

Bei Hochspannungsmaschinen muß auch dafür Sorge getragen werden, daß ein Durchschlag von der Anker- zur Feldwicklung oder von der Stator- zur Rotorwicklung unmöglich ist. Namentlich in letzterem Falle ist wegen dem kleinen Luftspalt nur ein kleiner Abstand beider Wicklungen vorhanden.

In den Fig. 252 bis 254 ist die Wicklung eines Drehstrommotors für 8000 Volt primäre Spannung dargestellt, die eine Prüfspannung von 16000 Volt aushielt, obwohl hierbei schon dunkle Entladungen von der Stator- zur Rotorwicklung erfolgten. Um eine gute Isolation zwischen beiden Wicklungen zu erreichen, darf der Rotor keine Mantelwicklung erhalten, sondern es muß eine Gabel- oder Bogenwicklung gewählt werden, so daß die Spulenköpfe nur

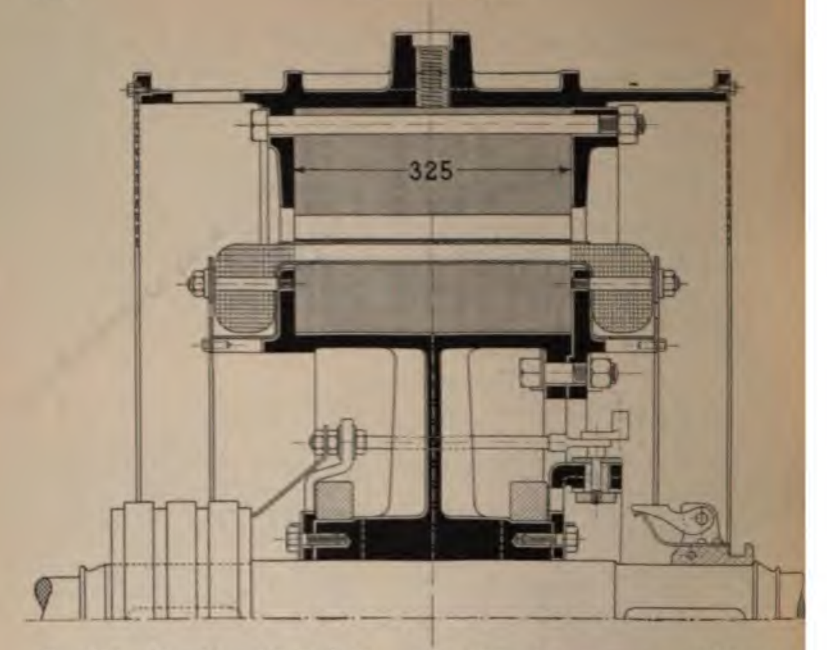


Fig. 250. Maschinenfabrik Örlikon, 150 PS-Dreiphasenmotor. 3300 Volt ve 23 Amp., 495 Umdrehungen pro Minute, 50 Perioden. Rotor. 180 Nu mit 6 nackten Drähten, 4,2 mm Φ.

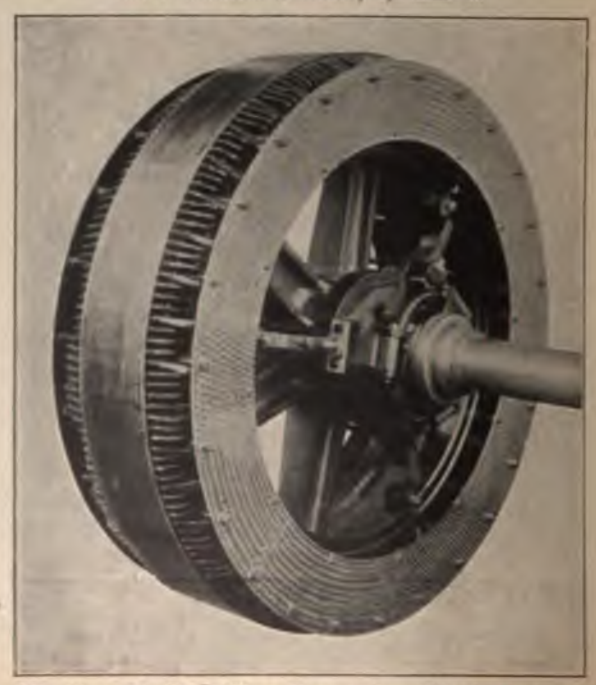


Fig. 251. Maschinenfabrik Örlikon, Rotor eines 350 PS-Dreiphasenmotor

ig vorstehen und die Isolierrohre der Statorwicklung weit über Spulenköpfe des Rotors hinausgehen.

Die Verbindungen der einzelnen Teile der Rotorwicklung unter-ınder und die Ableitungen zu den Schleifringen sind am inneren fange der Verbindungsgabeln befestigt, so daß die vorstehenden bindungsteile weit von der Statorwicklung abstehen.

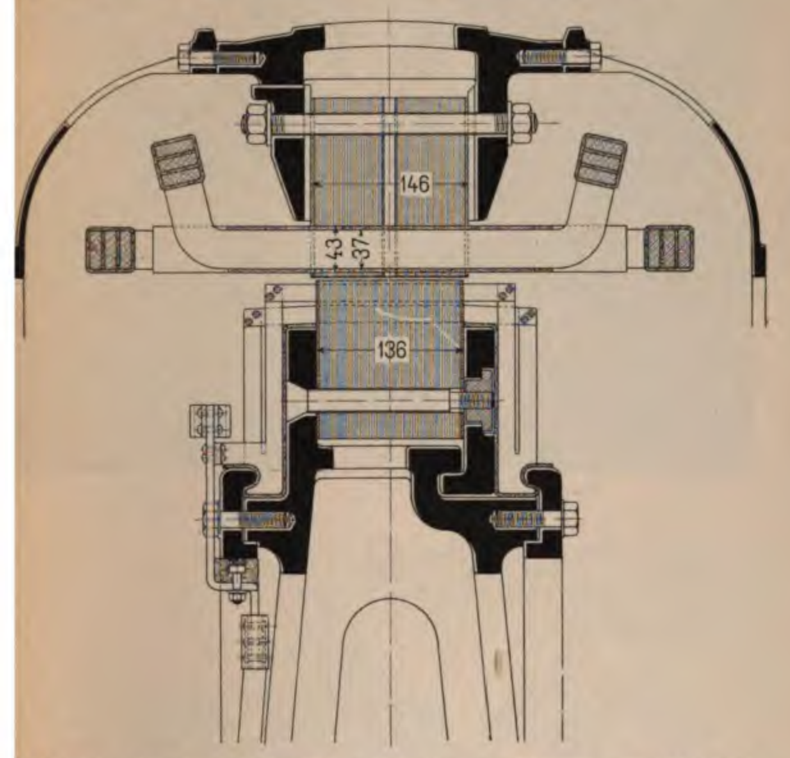
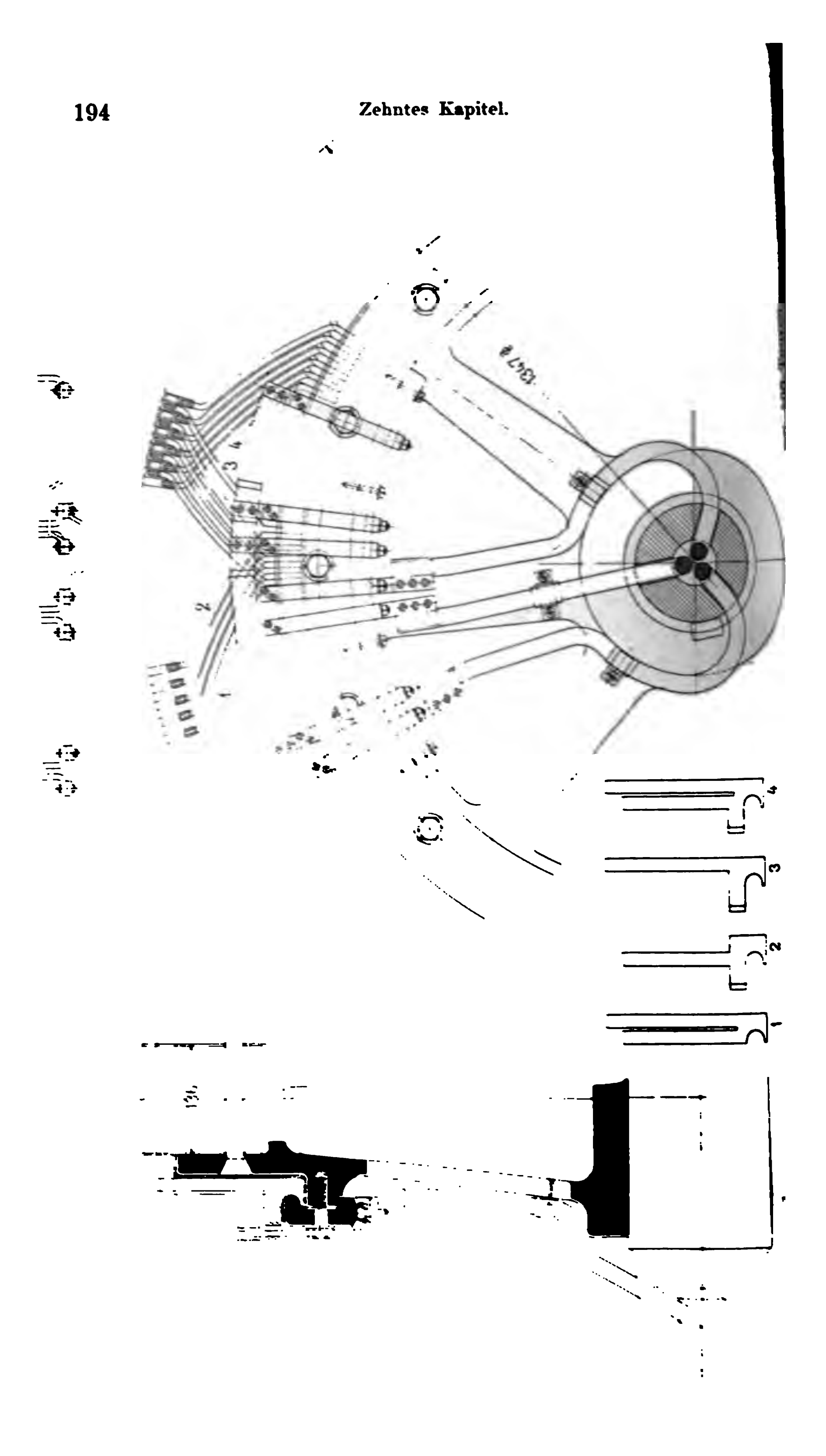


Fig. 252. Ges. f. el. Industrie, Karlsruhe, Dreiphasenmotor 8000 Volt, 225 PS, 500 Touren.

Der Rotor trägt eine zwölfpolige aufgelöste Gleichstromwicklung 398 Stäben in 199 Nuten.

Die Wicklungen von einigen kleinen Dreiphasenmotoren ver-chaulichen die Fig. 255 bis 257. Der Rotor des Motors Fig. 255 mit Stabwicklung, nach Fig. 304, und Schleifringen versehen, Stator hat eine sechspolige Drahtwicklung. In Fig. 256 sehen rechts den Rotor mit Käfigwicklung und links den vierpoligen ;or.

Ist die Windungslänge einer Spule sehr groß, wie z. B. bei nen Dreiphasenmotoren, so kann bei offener Nutenisolation die



ı bei den bis jetzt besprochenen Wick-
rähte durch die Löcher durchgezogen
ıfe von Blech- oder Holzschablonen,
r befestigt werden, hergestellt. Man er-
nmen gleichmäßiges und schönes Aussehen
kleinen Maschinen, wo für die Schablonen
, wird ohne diese gewickelt.
beim Einziehen in die Nut an die richtige
uf der ganzen Nutenlänge gerade liegen,
ndrähten, deren Querschnitt gerade einen
gefüllt und diese Drähte werden dann der
lungen ersetzt.

iele von Schablonenwicklungen.

in denen die Wicklung untergebracht werden
h genügend offen, so können die Spulen vor
af die Armatur einzeln auf Schablonen (Wickel-
werden und dabei eine Gestalt erhalten, welche
ie Nuten eingelegt und auf dem Armaturkörper
kann.

nenwicklung hat folgende Vorteile:
nn die Isolation der Spulen sehr sorgfältig aus-
r jede Spule einzeln geprüft werden; zweitens
billige und schnelle Herstellung der Wicklung,
Massenfabrikation; drittens ermöglicht die unab-
ellung der Wicklung eine schnellere Fertigstellung
aschine; viertens kühlen sich die Schablonenwick-
r ab als solche Handwicklungen, bei denen die Spulen-
festen Knäuel bilden, und fünftens können bei Be-
der Wicklung einzelne Spulen gegen neue leicht aus-
werden.

riken, wo die Wickelei gut durchgebildet ist, werden
auf der Wickelform vollständig fertiggestellt und zwar
ulen mit als ohne Kröpfung. In allen amerikanischen
t dieses Verfahren üblich. In europäischen Fabriken
ie Spulen noch vielfach nach dem Aufwickeln in die
Form gebogen oder gepreßt, was bei dünndrähtigen
en zulässig ist.

n Fig. 259a u. 259b ist ein Verfahren nach letzterer Art
. Die Spule, welche die endgültige Form $A_2 D B_2$ er-
ll, wird auf einen Holzrahmen in die ebene Form

Fig. 257. Einbringen der auf Schablonen hergestellten Spulen in die Nut



Fig. 258.

Herstellung der Wicklung nach einem Verfahren d
Siemens-Schuckert-Werke wie folgt vereinfac
werden.

Für die einzelnen Abteilungen einer Spule pro P
und Phase, werden verschieden große rechteckig
Rahmen gewickelt, deren mittlere Windungslänge a
einem Probemodell ermittelt ist. Die Rahmen werd
dann, wie Fig. 257 und 258 zeigen, über die betreffe
den Nuten gelegt und die Windungen einzeln durch die Schlitze in d
Nuten von Hand eingebracht und seitlich abgebogen. Die Enden de
einzelnen Rahmen werden dann verlötet, ihre Stirnseiten zusamme
gebunden und die Nuten an beiden Enden mit Keil verschlosse

Die Spulenköpfe werden bei den bis jetzt besprochenen Wick-
ngen, bei denen die Drähte durch die Löcher durchgezogen
erden, gewöhnlich mit Hilfe von Blech- oder Holzschablonen,
e seitlich an der Armatur befestigt werden, hergestellt. Man er-
icht dadurch ein vollkommen gleichmäßiges und schönes Aussehen
er Spulenköpfe. Nur bei kleinen Maschinen, wo für die Schablonen
ein Platz vorhanden ist, wird ohne diese gewickelt.

Damit die Drähte beim Einziehen in die Nut an die richtige
elle gelangen und auf der ganzen Nutenlänge gerade liegen,
ird die Nut mit Eisendrähten, deren Querschnitt gerade einen
olierten Draht ersetzt, gefüllt und diese Drähte werden dann der
eihe nach durch Windungen ersetzt.

29. Beispiele von Schablonenwicklungen.

Sind die Nuten, in denen die Wicklung untergebracht werden
ll, ganz oder doch genügend offen, so können die Spulen vor
m Aufbringen auf die Armatur einzeln auf Schablonen (Wickel-
rmen) hergestellt werden und dabei eine Gestalt erhalten, welche
verändert in die Nuten eingelegt und auf dem Armaturkörper
festigt werden kann.

Die Schablonenwicklung hat folgende Vorteile:

Erstens kann die Isolation der Spulen sehr sorgfältig aus-
führt und für jede Spule einzeln geprüft werden; zweitens
möglicht sie billige und schnelle Herstellung der Wicklung,
mentlich bei Massenfabrikation; drittens ermöglicht die unab-
ngige Herstellung der Wicklung eine schnellere Fertigstellung
r ganzen Maschine; viertens kühlen sich die Schablonenwick-
ngen besser ab als solche Handwicklungen, bei denen die Spulen-
pfe einen festen Knäuel bilden, und fünftens können bei Be-
hädigung der Wicklung einzelne Spulen gegen neue leicht aus-
wechselt werden.

In Fabriken, wo die Wickelei gut durchgebildet ist, werden
e Spulen auf der Wickelform vollständig fertiggestellt und zwar
wohl Spulen mit als ohne Kröpfung. In allen amerikanischen
rmen ist dieses Verfahren üblich. In europäischen Fabriken
rden die Spulen noch vielfach nach dem Aufwickeln in die
dgültige Form gebogen oder gepreßt, was bei dünndrähtigen
icklungen zulässig ist.

In den Fig. 259a u. 259b ist ein Verfahren nach letzterer Art
rgestellt. Die Spule, welche die endgültige Form $A_2 D B_2$ er-
lten soll, wird auf einen Holzrahmen in die ebene Form

$A_1 C B_1$ aufgewickelt, dann aus der Form entfernt und in d punktiert gezeichnete fertige Form $A_2 C B_2$ gebogen.

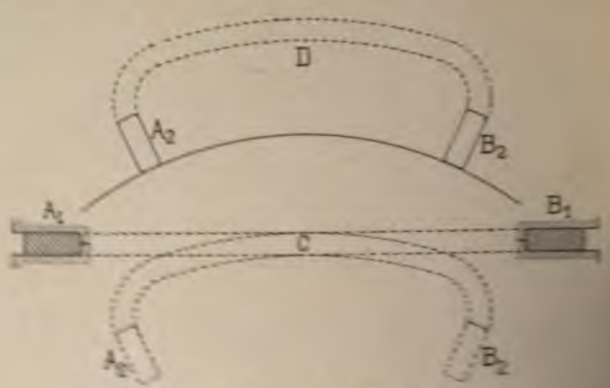


Fig. 259a und b. Schablonenwicklung.

Es ist, namentlich bei großen Spulen mit vielen Windung darauf zu achten, daß die Spannung zwischen zwei benachbar Drahtlagen die sog. Lagensp nung möglichst klein wird. wickelt daher die Windungen in Reihenfolge I Fig. 260 und nicht der Reihenfolge II. Im ersten F ist die maximale Spannung zwisc zwei Drähten gleich der 5fac und im letzteren Falle gleich 11fachen in einer Windung in zierten EMK.

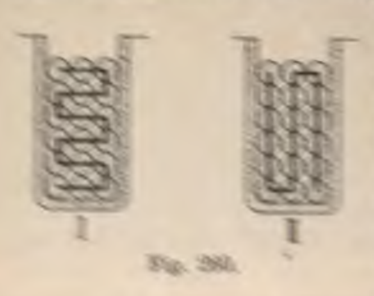


Fig. 260.



Fig. 261. [illegible] Siemens-Schuckertwerk

In Fig. 261 sind die gebogenen und geraden Spulen einer Dreiloch-Dreiphasenwicklung abgebildet. Die gebogenen Spulen sind auf die eben beschriebene Art hergestellt, die geraden sind dagegen auf der Wickelform vollständig fertiggestellt. Die geraden Seiten der Spulen, die in Nuten eingelegt werden, sind mit Mika umkleidet, und die Köpfe sind mit Baumwollband umwickelt und erhalten einen Lackanstrich.

Fig. 262 zeigt ein Stück der Armatur mit eingelegten gebogenen Spulen und Fig. 263 gibt ein Bild der fertigen Wicklung.

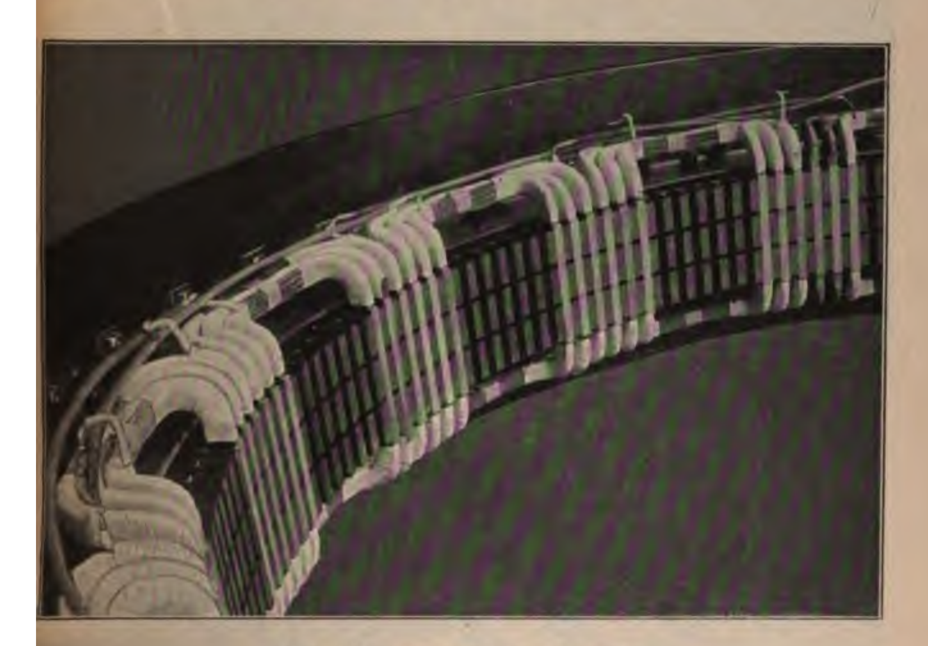


Fig. 262. Siemens-Schuckertwerke.

Die Spulen einer Dreiphasen-Zweilochwicklung, die auf Wickelformen ihre fertige Gestalt erhalten haben, sind in Fig. 264 abgebildet. Zwischen den Spulen liegen die Fiberkeile zum Schließen der offenen Nuten und unterhalb von ihnen die Isolatoren, welche die Klemmen tragen.

Sollen alle Phasen einer Mehrphasenwicklung gleiche Spulen erhalten, so muß man zu dem in Fig. 81 gegebenen Schema übergehen. In Fig. 265 sind derartige durch Mikanitröhren gewickelte Spulen dargestellt. Jede Spule erhält eine lange und eine kurze Seite. Die fertige Armatur eines Dreiphasengenerators

mit einer aus solchen Spulen hergestellten Einlochwicklung veranschaulicht Fig. 266.



Fig. 263. Siemens-Schuckertwerke.

Diese Wicklung hat bei Hochspannung den Vorteil, daß abwechselnd kurze und lange Mikanitröhren aufeinander folgen.

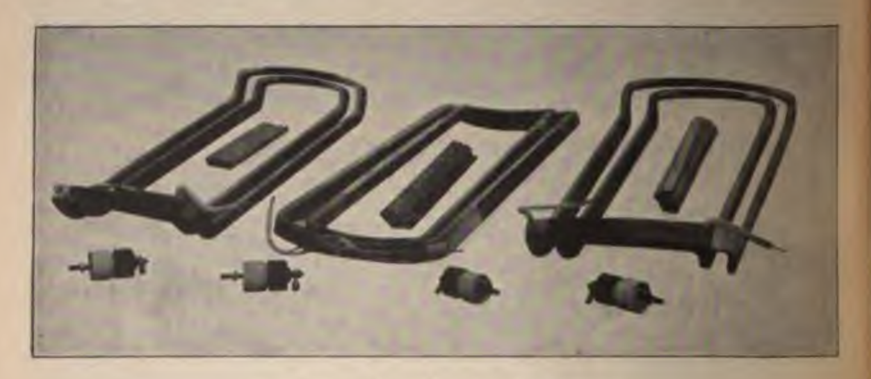


Fig. 264. Maschinenfabrik Örlikon.

Gehen wir zur Zweilochwicklung über, so können wir je eine weite Spule 1 und eine kurze Spule 2 anordnen (Fig. 267), welche

in der Mitte des Kopfes entweder, wie in der Fig. 267, eine Kröpfung oder, wie in Fig. 265, einen schräg im Bogen verlaufenden Kopf erhalten.

Wir können aber die Mehrlochwicklungen ebenfalls mit lauter gleichen Spulen von der Form Fig. 265 einführen. Die ent-



Fig. 265. Siemens-Schuckertwerke.

sprechenden Verbinduugsschema für Zwei- und Dreilochwicklung geben die Fig. 268 u. 269.

Die Strecken AB und CD der Spulenköpfe liegen in der Wicklungsebene der geraden Spulenseiten, während man im Bogen über die anderen Spulenenden hinweg von B nach C gelangt wie in Fig. 267. Diese Wicklungsart ist dann geeignet, wenn alle Spulenseiten in der gleichen Wicklungsebene liegen.

Liegen in einer Nut zwei Spulenseiten übereinander, so erhalten wir für die Spulenseiten zwei Wicklungsebenen. Es

liegt dann der Teil $C_1\ B_1\ B\ C$ der Spule in der einen und der Teil $C\,C_1$ in der anderen Wicklungsebene und bei C und C_1 entsteht eine Kröpfung.

In diesem Falle werden die Spulenköpfe kürzer, wenn $B\,C$ und $D\,C$ gleich lang sind, wie in Fig. 270 dargestellt ist.



Fig. 266. Siemens-Schuckertwerke.

Die Kröpfung C der Spulen kann wie in Fig. 270 senkrecht zu den Wicklungsebenen stehen, oder man kann allmählich in mehr oder weniger sanfter Krümmung von einer Wicklungsebene in die andere übergehen, wie in Fig. 271.

Die Herstellung der Spulen mit Kröpfung erfolgt ebenso wie bei Gleichstromwicklungen. Sie werden auf Rahmen gewickelt und zwar erhalten sie entweder direkt die endgültige Form oder sie werden nach dem Wickeln in die richtige Form gebogen oder gepreßt. Die verschiedenen Methoden der Herstellung von Formspulen sind im Buche des Verfassers „Die Gleichstrommaschine" II. Band ausführlich beschrieben.

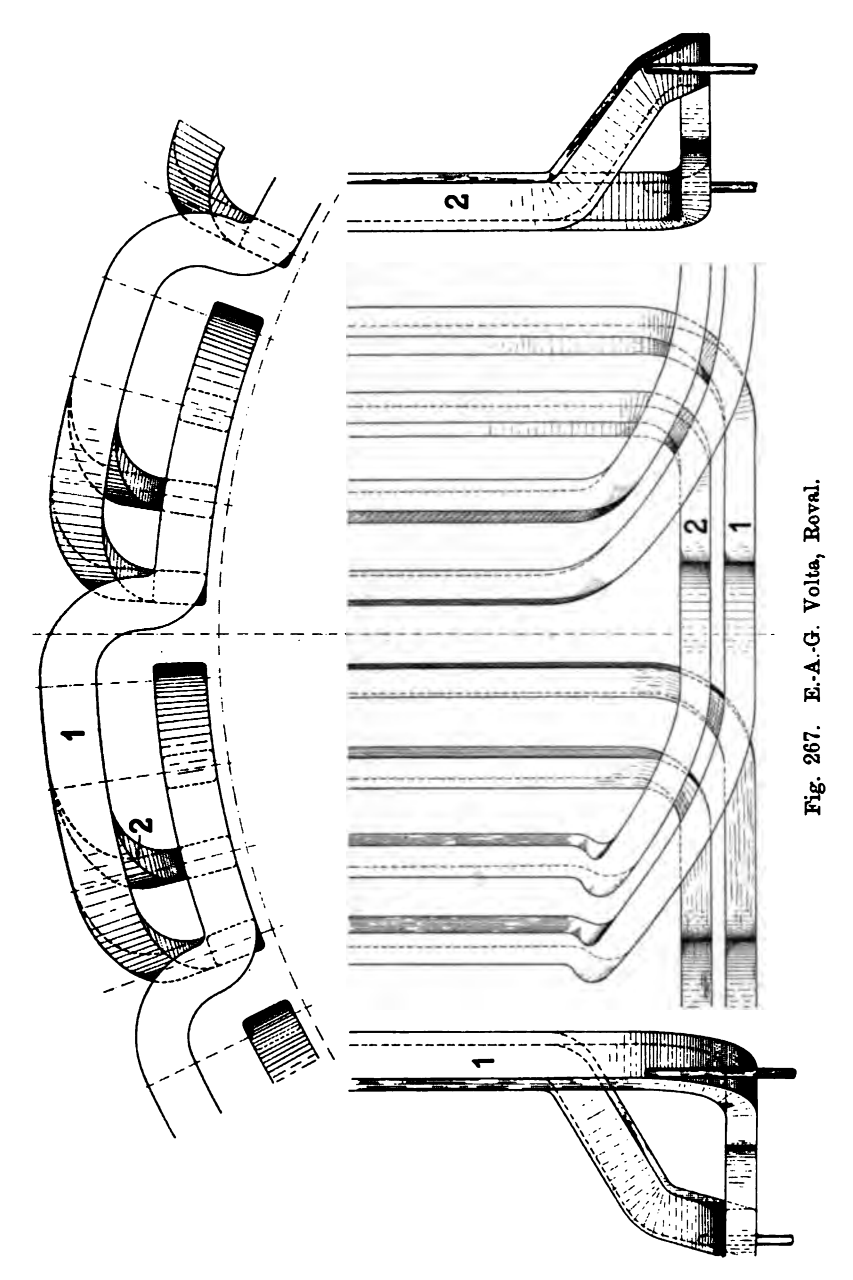


Fig. 267. E.-A.-G. Volta, Boval.

Eine schöne Schablonenwicklung eines Dreiphasengenerators von Siemens & Halske, Wien, für 5500 Volt, 115 Amp., 820 KW., 90,8 Perioden, 125 Tonnen und mit 90 Polen ausgeführt, ist i

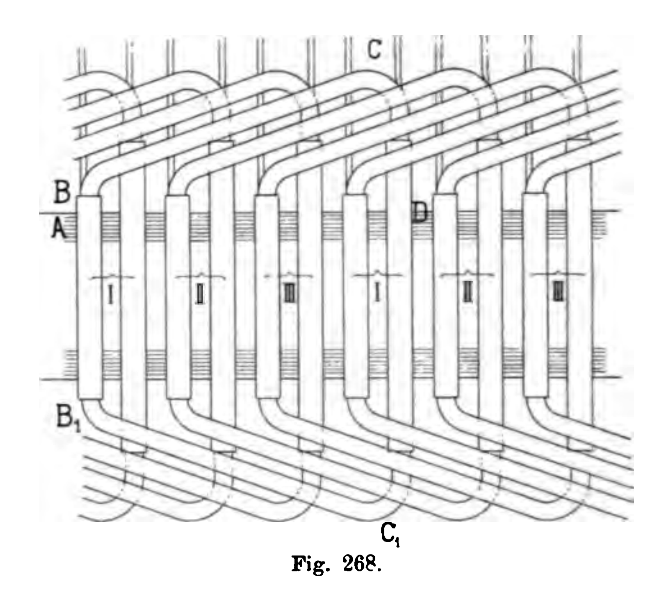


Fig. 268.

den Fig. 272 bis 274 dargestellt. Alle Spulen sind unter sich gleich. Sie liegen in offenen, mit Holzkeil verschlossenen Nuten. Pro Pol und Phase sind 5 Nuten vorhanden. Die Nutenisolation

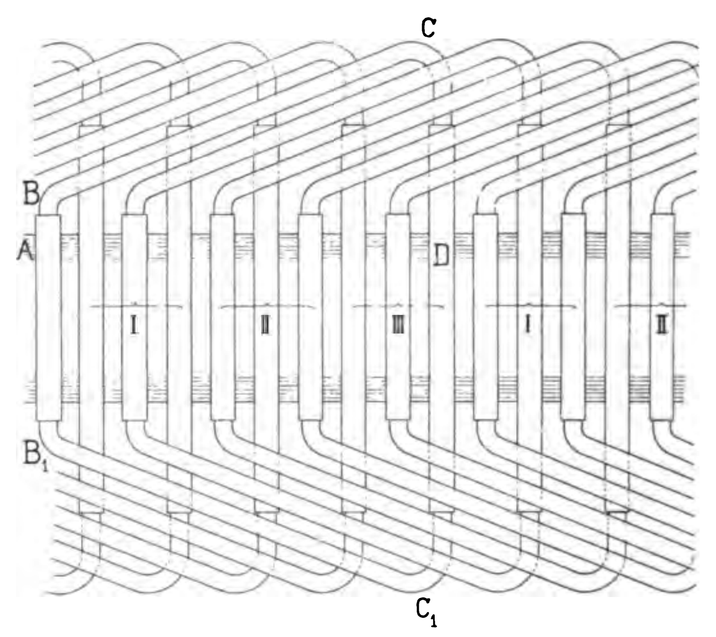


Fig. 269.

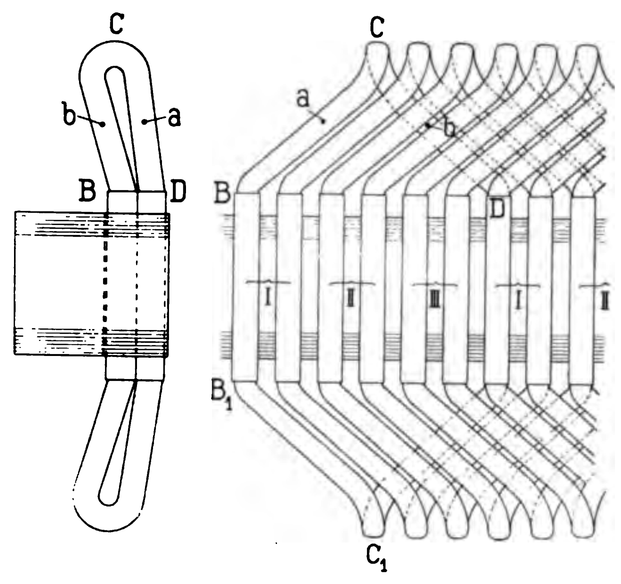


Fig. 270.

Fig. 274 in größerem Maßstabe besonders dargestellt. Es
chnet 1. eine Glimmerhülse von 2,5 mm, 2. Bandisolation von

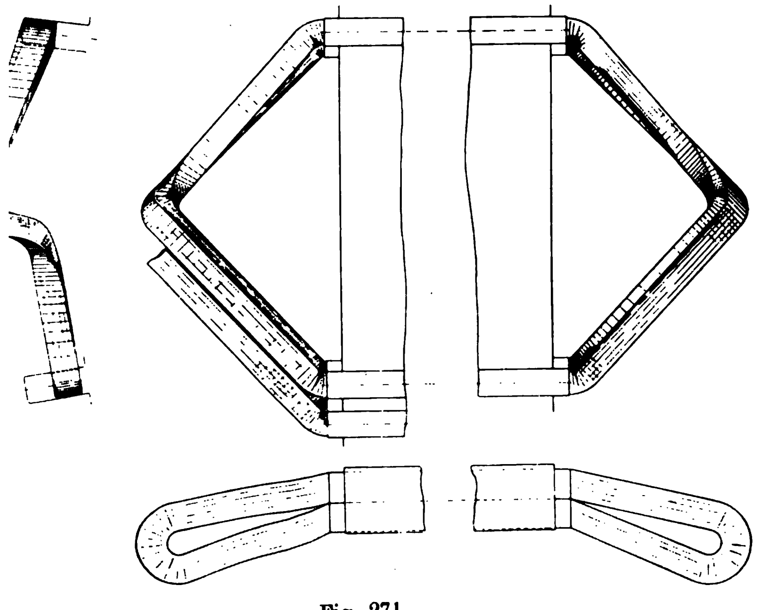


Fig. 271.

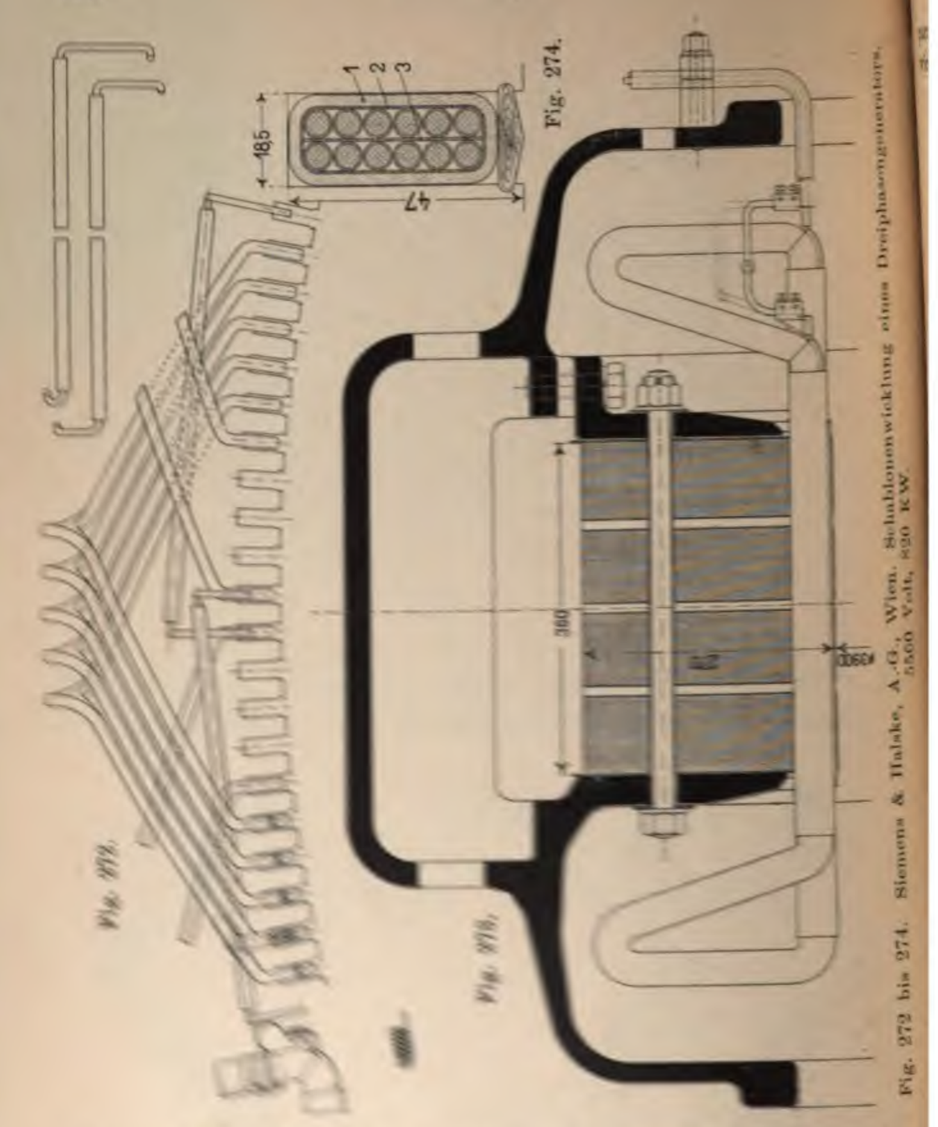


Fig. 272 bis 274. Siemens & Halske, A.-G., Wien. Schablonenwicklung eines Dreiphasengenerators, 5500 Volt, 820 KW.

0,4 mm und 3. Preßspan von 0,3 mm. Der Kupferdraht hat nackt 5 mm und isoliert 6 mm Durchmesser. Das Umkleiden der Spule mit Isolation erfolgt nach ihrer Fertigstellung auf der Schablone.

39. Beispiele von Stabwicklungen.

Übersteigt der für eine Wicklung erforderliche Querschnitt gewisse Grenzen, so werden die Spulen mit zwei oder mehr Drähten

allel oder mit Drahtlitzen gewickelt oder man geht zur Stab-
·klung über.

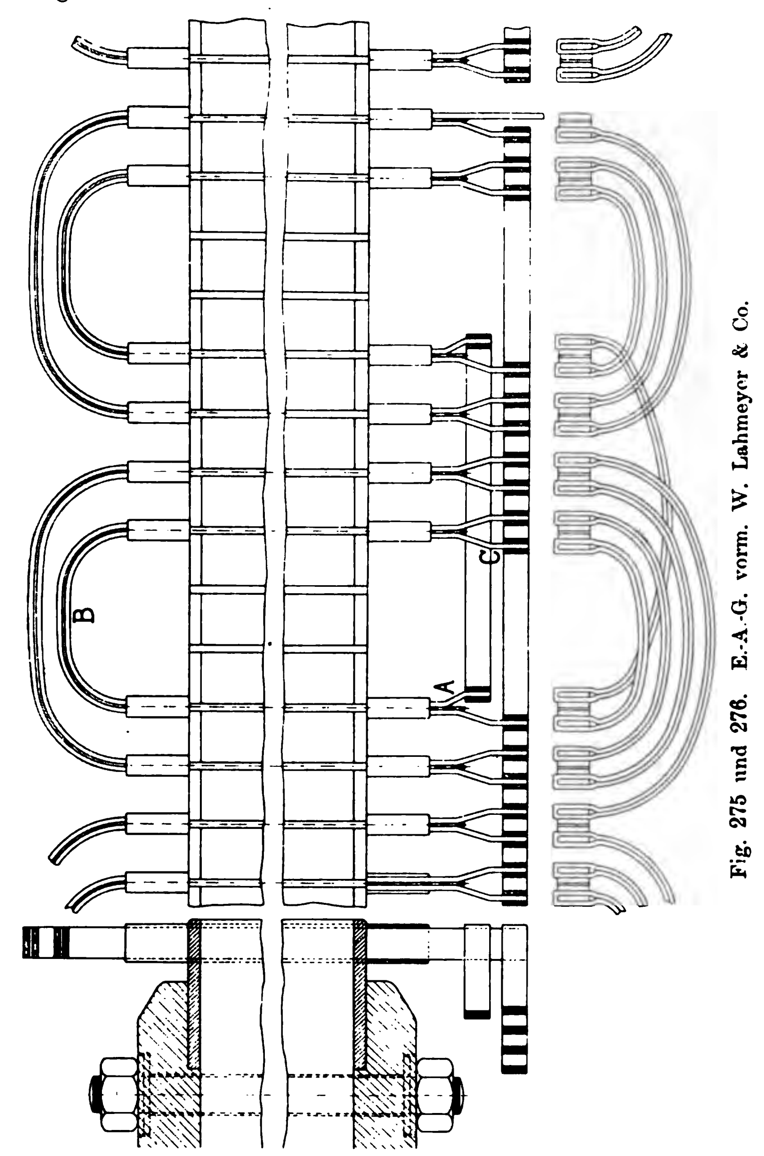


Fig. 275 und 276. E.-A.-G. vorm. W. Lahmeyer & Co.

Die Herstellung der Wicklung ist wesentlich vom Stabquer-
ınitt abhängig. Bei kleineren Querschnitten kann eine ganze
ndung aus einer Stablänge hergestellt werden, bei großen Stab-
ɜrschnitten ist es zweckmäßig, eine Windung aus zwei oder

mehr Teilen zusammenzulöten, das ist schon deswegen meistens notwendig, damit die Stäbe in die halb oder ganz geschlossenen Nuten von der Seite eingeschoben werden können.

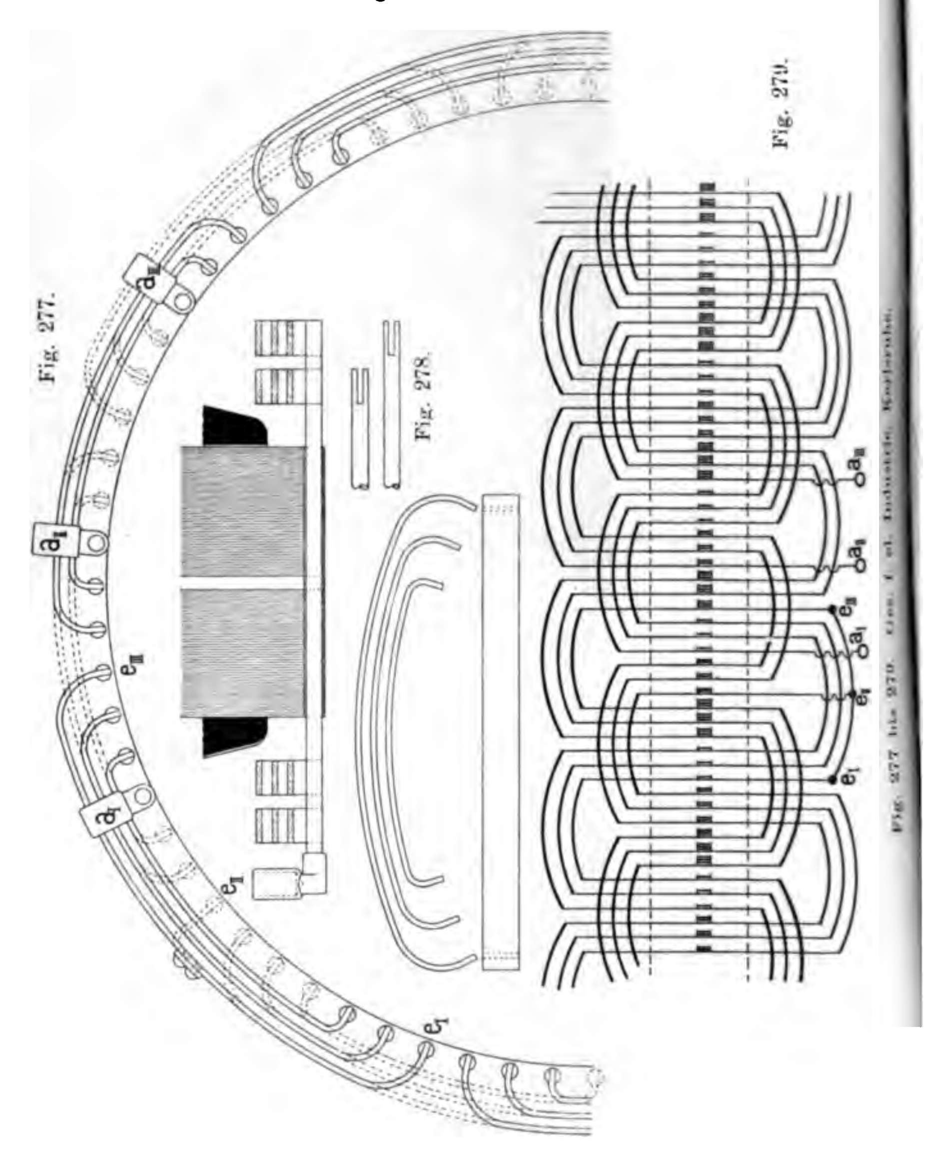


Fig. 277. Fig. 278. Fig. 279.

Fig. 277 bis 279. Ges. f. el. Industrie, Karlsruhe.

In den Fig. 275 u. 276 ist eine einphasige Vierlochwicklung in Ansicht und Querschnittt dargestellt. Zwei Stäbe und ein Verbindungsbogen *B* sind je aus einem Stück hergestellt (Stück *A B C*),

Fig. 280 bis 282. E.-A.-G. vorm. W. Lahmeyer & Co.

der andere Verbindungsbogen liegt senkrecht zur Wicklungse[illegible] und besteht aus doppelt zusammengefaltetem Kupferband.

Eine umlaufende dreiphasige Dreilochwicklung, die auf bei[illegible] Seiten eingelötete Verbindungsbogen besitzt, veranschaulicht Fig.[illegible] u. 278. Für die Stromableitung sind drei Stabenden mit Ka[illegible]

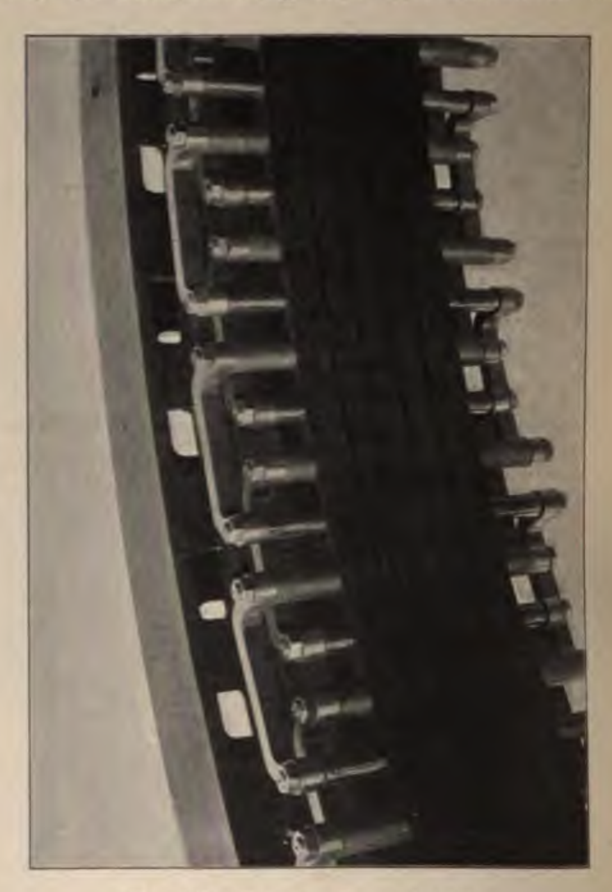


Fig. 283. Brown, Boveri & Co.

schuhen versehen. Das für die Wicklerei bestimmte Verbindun[illegible] schema gibt Fig. 279.

Eine Bogenwicklung mit drei Löchern pro Pol und Phase, [illegible] ganz aus Rundkupfer hergestellt ist, zeigen die Fig. 280 bis [illegible] Die Wicklungsenden sind mit I_a, I_e, II_a, II_e, III_a, III_e bezeic[illegible] — Die Verbindungsbogen sind in drei Ebenen angeordnet [illegible] ließen sich jedoch ebenso wie in Fig. 277 u. 278 auch in [illegible] Ebenen unterbringen.

Sehr deutlich ist die Anord-
g und Beseitigung der Ver-
lungsbogen aus Fig. 283 er-
tlich, und der Lauf der Wick-
; läßt sich in der Figur gut
'olgen. Diese Wicklung gehört
einem Dreiphasengenerator von
KW., 75 Touren, 350 Volt,
Polen.

In den obigen Beispielen sind
Verbindungsbogen in zwei
w. in drei Ebenen angeord-
Wir können sie überein-
mend mit dem früheren Sche-
Fig. 268 auch schräg anordnen,
die Fig. 284 erkennen läßt.
ei können Stäbe ($A\ B$, $C\ D$)

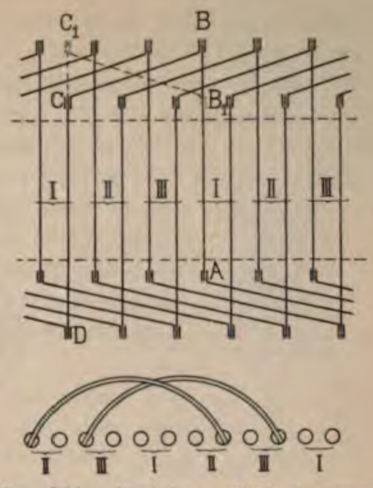


Fig. 284. Dreiphasen-Stabwicklung mit schiefen Verbindungsbogen.

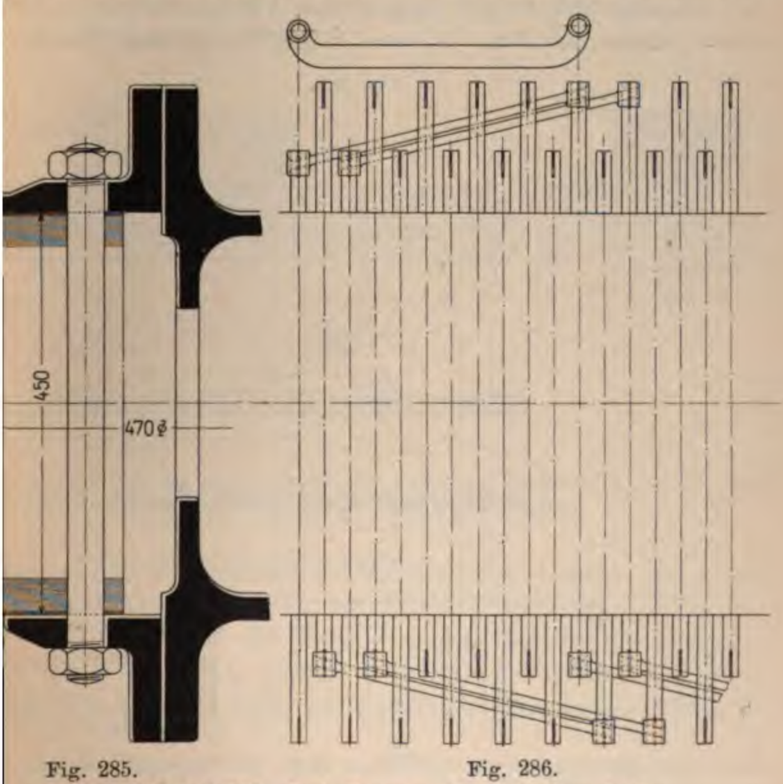


Fig. 285. Fig. 286.

Fig. 285 und 286. E.-A.-G. vorm. W. Lahmeyer & Co.

gleich lang sein, oder wir erhalten kurze Stäbe $A B_1$ und lange Stäbe $C_1 D$.

Wie sich die Ausführung einer solchen Wicklung gestaltet, veranschaulichen die Fig. 285 u. 286.

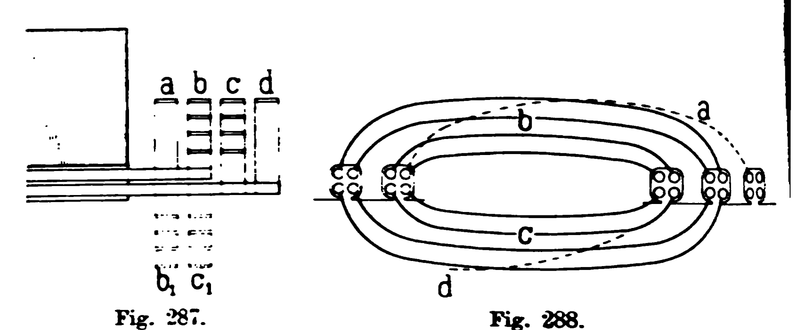


Fig. 287. Fig. 288.

Fig. 287 und 288. Vierloch-Einphasenwicklung.

Die Fig. 287 u. 288 zeigen eine Vierloch-Einphasenwicklung mit 4 Stäben pro Nut, je zwei Stäbe liegen übereinander. Es

Fig. 289.

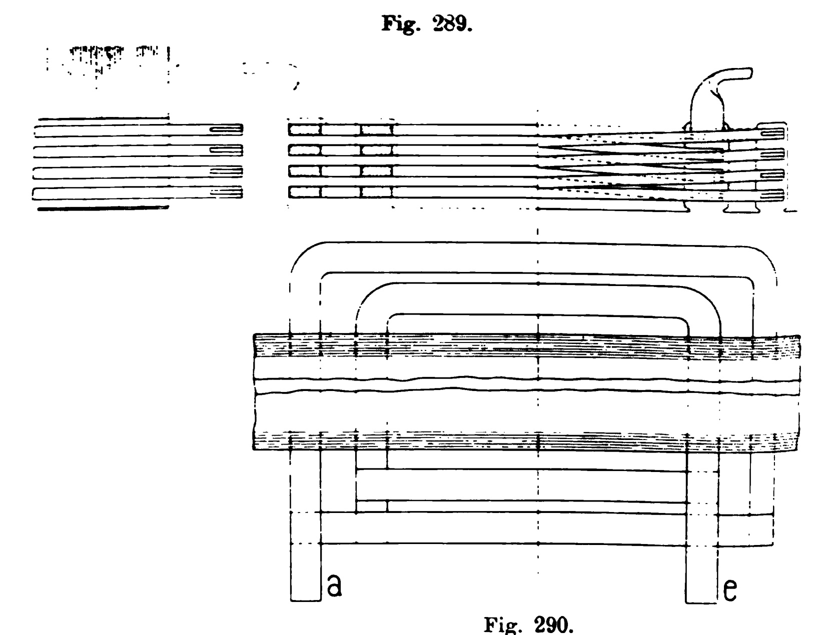


Fig. 290.

Fig. 289 und 290. Stabwicklung mit vier quer liegenden Stäben pro Nut.

entstehen für die Bogen auf einer Seite der Armatur vier Wicklungsebenen und zwar *a* und *d* für die Verbindungen von Spule zu

e und b, c für die Verbindung der Spule selbst. Auf der ren Seite der Armatur sind nur die Ebenen b_1 und c_1 vorlen. Der Deutlichkeit wegen sind in der Seitenansicht die n c und d nach unten geklappt.

Will man die Wicklung aus Kupferband herstellen, so sind aus auf Seite 112 mit Fig. 141 erläuterten Gründen bei großen Nutenn besser die Bänder quer zur Nut, wie in den ren 289 und 290, als längs der Nut, wie in 291, zu legen. Die Bänder können auf einer hochkant gebogen und auf der andern Seite h eingelötete Querstreifen zu Spulen vereinigt len.

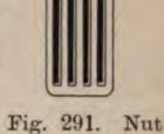
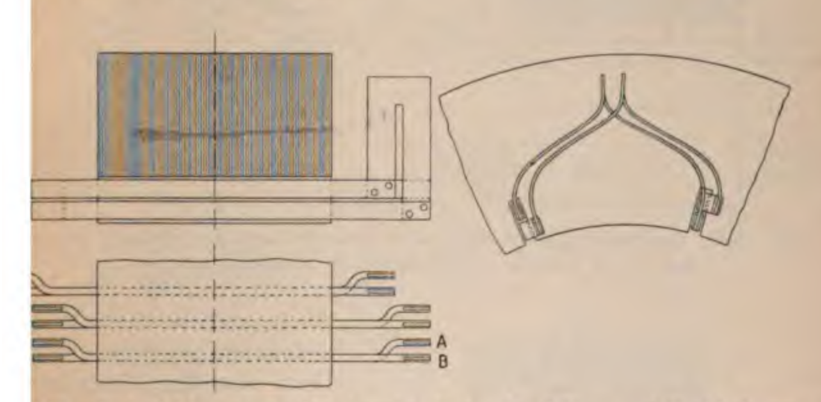


Fig. 291. Nut mit vier längs liegenden Stäben.

Wenden wir uns nun zu den **Wicklungen mit bindungsgabeln**, so müssen wir zunächst zwei e unterscheiden. Entweder sind die Stäbe einer außerhalb derselben nach der gleichen Rich- oder nach entgegengesetzter Richtung gebogen. Das letztere bei den nach dem Schema einer Gleichstromwicklung aushrten Wicklungen immer zu.



292. Stabwicklung mit übereinander liegenden Stäben und Verbindungsgabeln, die in gleicher Richtung verlaufen.

Laufen die Verbindungsgabeln der Stäbe einer Nut nach her Richtung, so erhalten wir die Wicklungen Fig. 292 u. 293.

In Fig. 292 liegen die Stäbe einer Nut übereinander. Damit Gabeln Platz finden, werden die Stäbe am vorstehenden Ende gen und zwar einseitig, so daß sie seitlich in die Nuten ein hoben werden können.

Die Fig. 294 und 295 stellen Wicklungen dar, bei denen die eln benachbarter Stäbe in entgegengesetzter Richtung laufen.

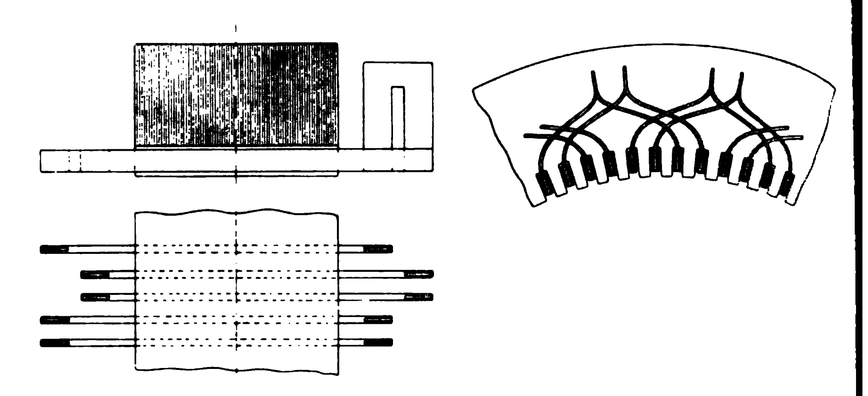


Fig. 293. Stabwicklung mit Verbindungsgabeln, die in gleicher Richtung verlaufen.

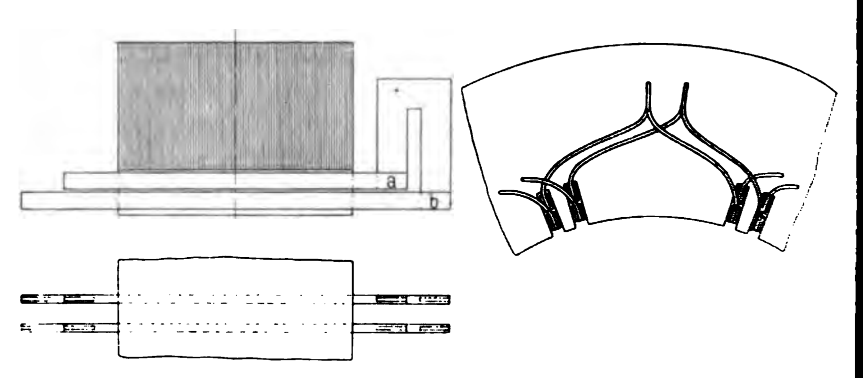


Fig. 294. Stabwicklung mit zwei übereinander liegenden Stäben pro Nut, von denen Gabeln in verschiedener Richtung ausgehen.

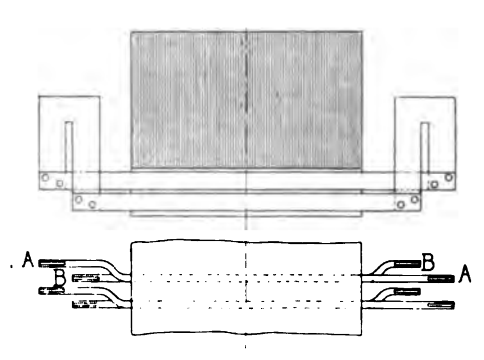


Fig. 295. Stabwicklung mit zwei übereinanderliegenden Stäben pro Nut, von denen Gabeln in verschiedener Richtung ausgehen.

Auch hier werden oft die Stabenden gebogen, um mehr Platz für die Lötstellen zu gewinnen.

In Fig. 294 ist die Lötstelle *a* etwas schwer zugänglich. Das läßt sich ändern, indem man, wie in Fig. 295, den unten in der Nut liegenden Stab mit dem äußeren Schenkel der Gabel und den oben in der Nut liegenden mit dem innern verbindet. Die Stäbe (*A*, *A*

und B, B) werden einseitig derartig abgekröpft, daß der innere Gabelschenkel am untern Stabe vorbei geht.

Die Gabelwicklung des Rotors eines Dreiphasenmotors wurde bereits in Fig. 252—254 dargestellt.

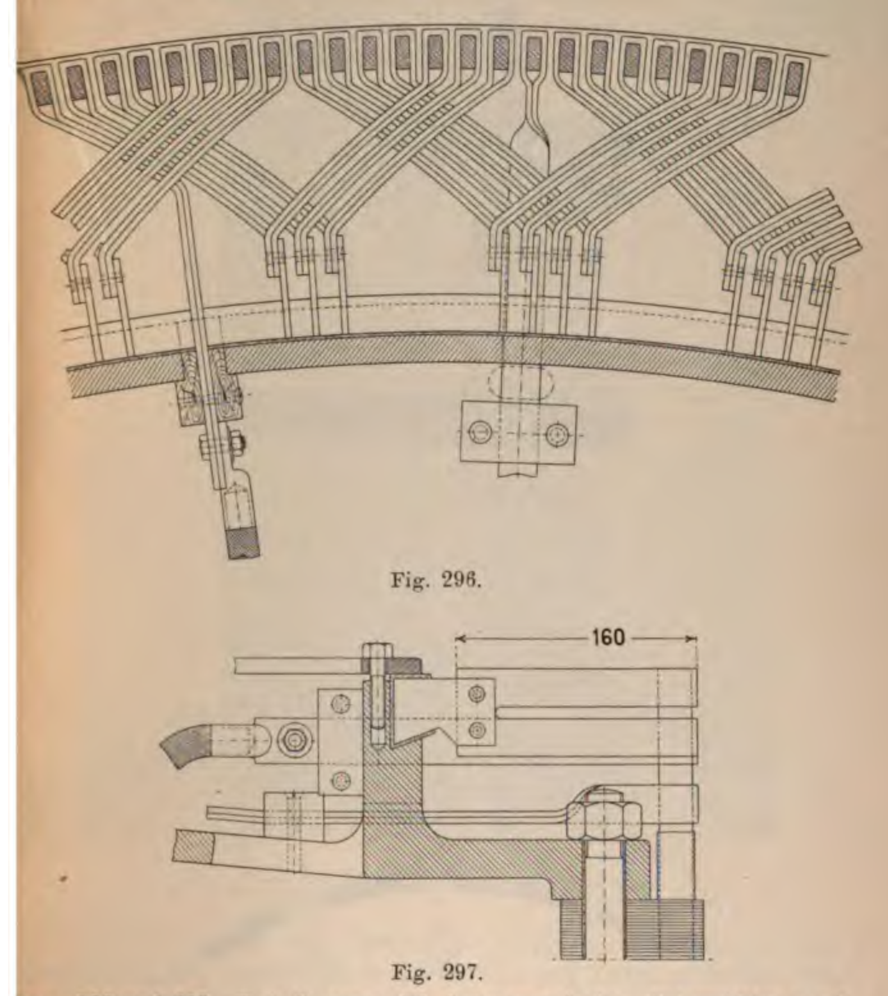


Fig. 296.

Fig. 297.

Fig. 296 und 297. E.-A.-G. vorm. W. Lahmeyer & Co., Rotorwicklung mit Verbindungsgabeln.

Eine andere Gabelwicklung, die ebenfalls für einen Rotor ausgeführt wurde, zeigen Fig. 296 und 297.

Die Gabeln bestehen aus gefaltetem Kupferband und sind gegen die Wirkungen der Centrifugalkraft am Gußkörper des Ro-

tors isoliert festgehalten. Eine Ableitung zu den Schleifringen u
eine Verbindung zum neutralen Punkt ist sichtbar.

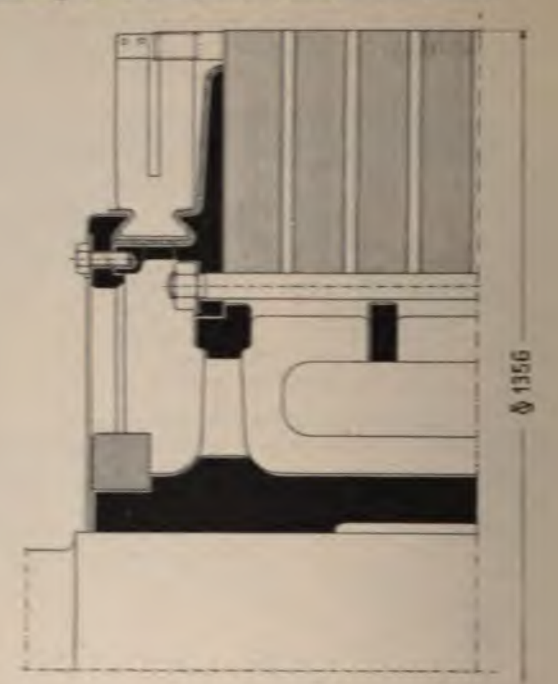


Fig. 298.

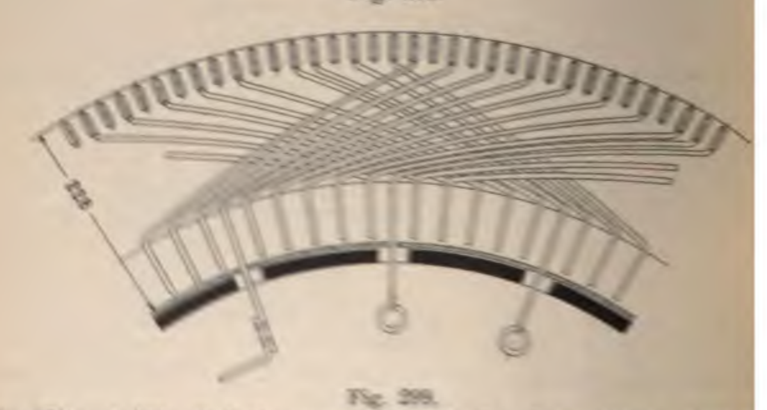


Fig. 299.

Fig. 298 und 299. E.-A.-G. vorm. Kolben & Co., Prag. Rotor eines s
poligen Drehstrommotors. 700 PS, 5300 Volt, 406 Umdrehungen per Mi
20,3 Perioden.

Eine ähnliche Rotorwicklung geben die Fig. 298 und 299
n Stab pro Loch. Die Ableitungen zu den Schleifringen wer
den Verbindungsgabeln direkt abgezweigt.

täben von mäßigem Querschnitt kann es zweckmäßig sein, el und zwei Stäbe aus einem Stück herzustellen, wie veranschaulicht.

Segment eines Dreiphasenmotors mit Rotorwicklung nach und Statorwicklung nach Fig. 300, ist in Fig. 301 ab- Damit die Wicklung sichtbar wird, ist ein Teil des weggenommen.

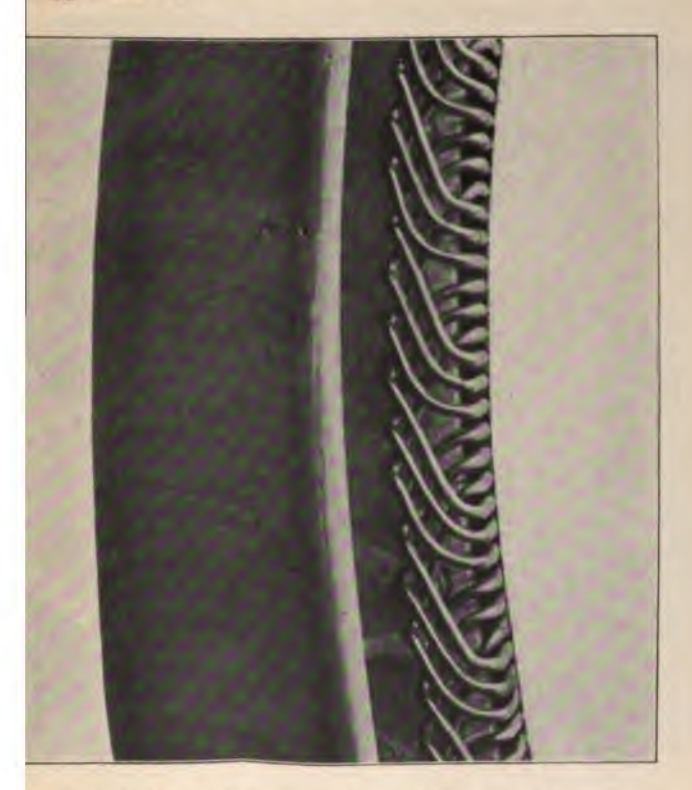


Fig. 300. E.-A.G. vorm. W. Lahmeyer & Co.

Gesamtbild eines Rotors mit dreiphasiger Wicklung (fünf o Pol und Phase und ein Stab pro Loch) gibt Fig. 302. tungen der Wicklungen führen zu drei isolierten Kon- e auf einem gußeisernen, mit den Armen des Rotors ver- n Ringe befestigt sind. Durch eine auf der Achse ver- e (in der Figur nicht vorhanden) Vorrichtung können die akte kurzgeschlossen werden.

ig. 303 ist ein Teil der Doppelarmatur eines gleichpoligen s sichtbar. Es sind in jedem Loch zwei Stäbe über-

einander angeordnet, deren Gabeln nach gleicher Richtung laufen. Die Gabeln sind aus Rundkupfer gebogen und an den Enden mit Kabelschuhen versehen.

An der Trennungsstelle A der Armatur sind die Gabeln in der Mitte zusammengeschraubt.

Werden die Stäbe in zwei Lagen übereinander angeordnet, so ist in allen Fällen eine sog. Mantelwicklung oder Faß-



Fig. 301. E.-A.-G. vorm. W. Lahmeyer & Co.

wicklung ausführbar. Die Stäbe mit ihren Querverbindungen liegen dabei auf einem Zylindermantel. Die Wicklung zeichnet sich durch große Einfachheit aus, sie hat nur in vielen Fällen den Nachteil, daß sie in axialer Richtung mehr Platz einnimmt als die Bogen- oder Gabelwicklung.

Die Herstellungsart der Wicklung hängt von der Größe des Stabquerschnittes und davon, ob die Nut offen oder halb bezw. ganz geschlossen ist, ab. Bei kleineren Stabquerschnitten und offenen Nuten kann eine ganze Windung aus einer einzigen Stablänge

rgestellt werden: Der Stab wird dann, wie Fig. 304 zeigt, bei abgekröpft und auf einer Schablone in die Form *A-B-C-D-E-F* bogen.

Liegen mehrere Stäbe in einer Nut, so können alle nebennander liegenden Stäbe (s. Fig. 219) gemeinsam isoliert und in e Nut eingelegt werden. Die nebeneinander liegenden Stäbe, die

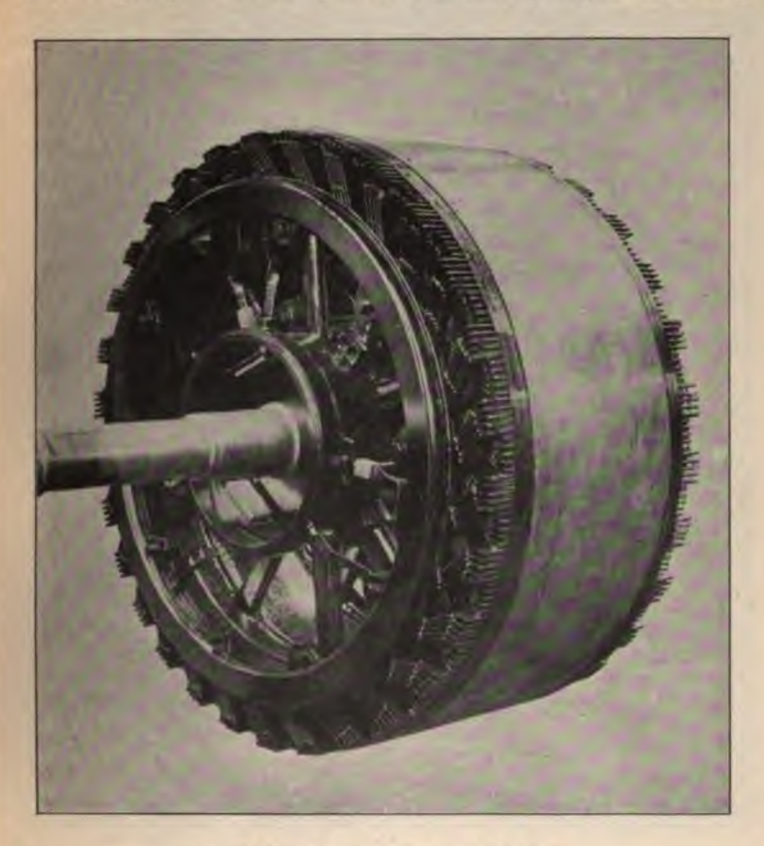


Fig. 302. Maschinenfabrik Örlikon.

n der einen Nut beisammen sind, müssen in diesem Falle in der nderen Nut ebenfalls beisammen bleiben, was nur zutrifft, wenn, vie auf Seite 174 angegeben, der Wicklungsschritt der Bedingung

$$y_2 = x \cdot u_n + 1$$

entspricht.

Sind die Nuten ganz oder nahezu ganz geschlossen, so kann ein nach Fig. 304 gebogener Stab nicht in die Nuten eingebracht werden.

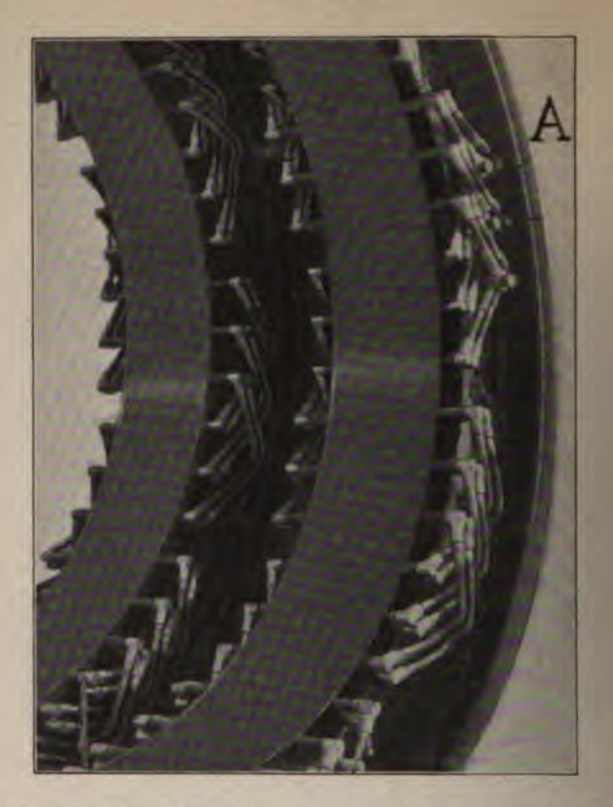


Fig. 303. Maschinenfabrik Örlikon. Armaturgehäuse mit Stabwicklung ein[es]
750 PS-Dreiphasengenerators mit ruhenden Wicklungen.

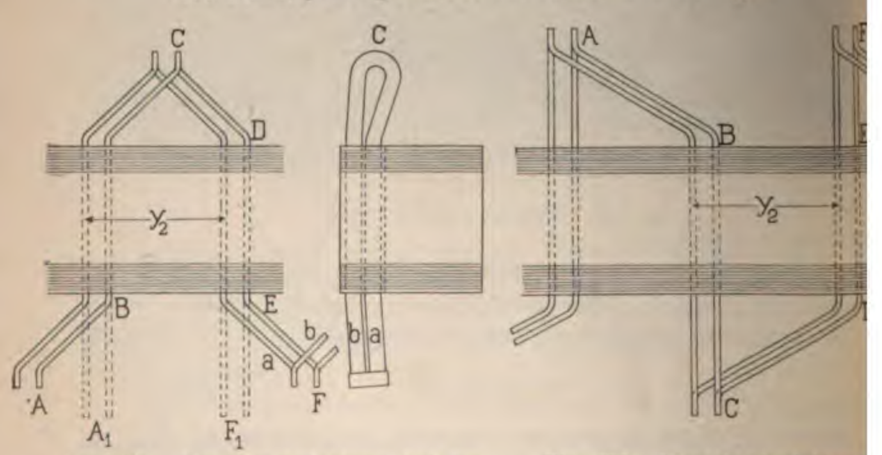


Fig. 304. Mantelstabwicklung, bei der jede Windung aus einem Stück hergestellt ist.

Fig. 305. Mantelstabwicklung

Um das zu ermöglichen, wird der Stab auf der Schablone in
ie Form $A_1 C F_1$ gebogen, seitlich in die Nuten eingeschoben und
ann von Hand nach EF und AB abgebogen.

Dieses nachträgliche Abbiegen fällt fort, wenn wir, wie in
'ig. 305 dargestellt ist, eine Windung aus zwei Teilen ABC und



Fig. 306. Brown, Boveri & Co.

DF zusammensetzen, wobei jeder Teil nur einseitig abgekröpft
st. Nachteilig ist die große Länge des Spulenkopfes.

Diese jetzt vielfach angewendete Wicklungsart, mit zwei oder
nehr parallelen, durchgeführten Lagen und entweder einseitig oder
eidseitig abgebogenen Enden, wurde sowohl für Wechselstrom-
ls Gleichstrommaschinen von Brown, Boveri & Co. eingeführt.
)ie erste derartige Wicklung für Wechselstrom[1]) ward, laut An-

[1]) Schweiz. Patent No. 5914 v. J. 1892.

gaben dieser Firma, im Jahr 1892 für die Anlage Bally in Schönenwerd, Kanton Aargau, gebaut. Gleichstrommaschinen mit dieser Wicklung wurden im Jahre 1893 nach Kairo geliefert.

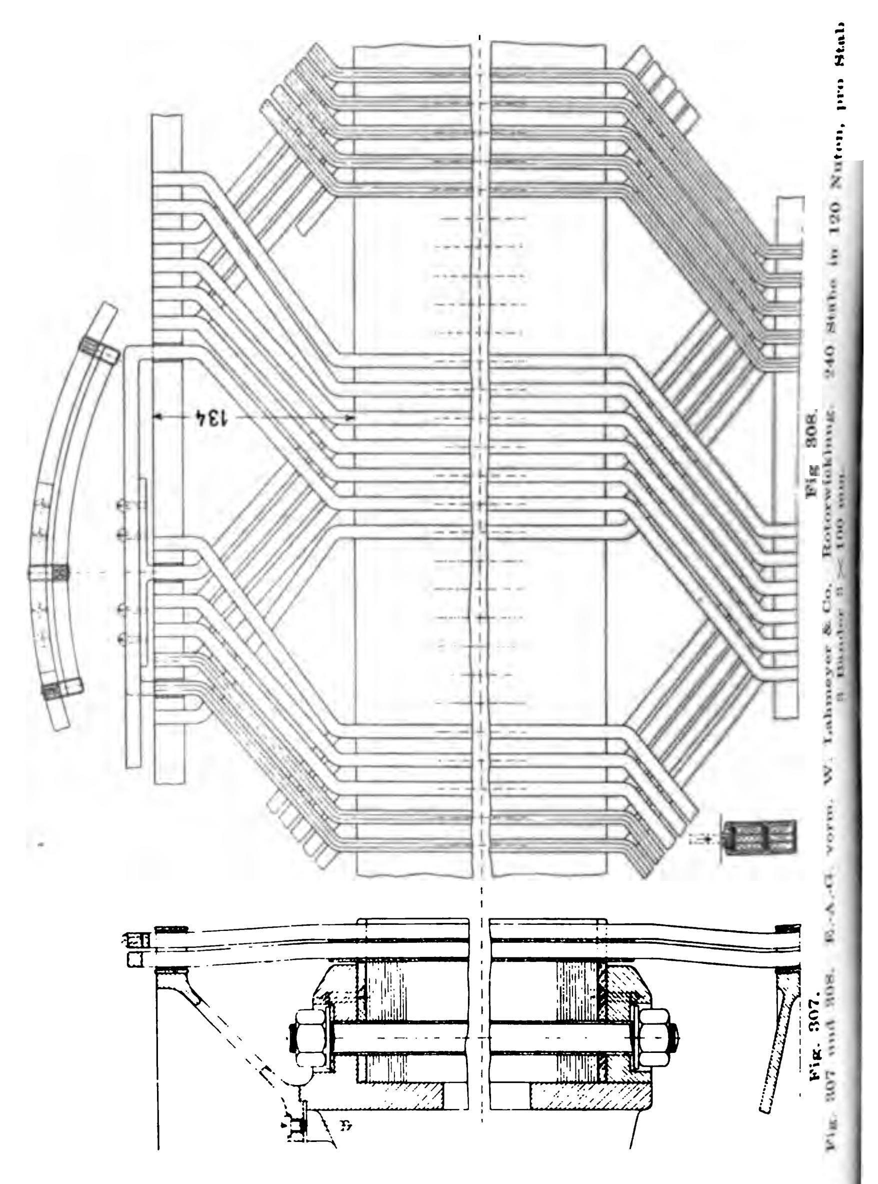


Fig. 307. Fig. 308.

Fig. 307 und 308. E.-A.-G. vorm. W. Lahmeyer & Co. Rotorwicklung. 240 Stäbe in 120 Nuten, pro Stab 3 Bänder 3 × 100 mm.

Fig. 306 zeigt die Armatur eines 500 PS-Dreiphasen-Generators für 400 Volt mit einer Stabwicklung nach dem Schema Fig. 305.

Eine andere Lösung für das Einbringen von gebogenen Stäben
die Nut gibt Fig. 307 und 308. Hier besteht jeder Stab aus
i parallelen, nicht voneinander isolierten Kupferbändern, die so
mal sind, daß jeder für sich allein durch die schmale Öffnung
Nut eingelegt werden kann.



. 309. Siemens & Halske, A.-G., Wien. Rotor eines Dreiphasenmotors für
PS, 42 Perioden, 20 Pole, 190 Volt primär. Rotor 255 Volt, 154 Nuten
4 Stäbe 5×12 mm, $s = 616$, $a = 2$. Aufgelöste Gleichstromwicklung.

Einen vollständigen Rotor eines Dreiphasenmotors mit ähnlicher
ɛklung veranschaulicht Fig. 309. Die Wicklung liegt in offenen
ɛen mit Keilverschluß.

Die Stator- und Rotorwicklung eines 40poligen 170 PS-Drei-
senmotors für 500 Volt und 20,8 Perioden sind in den Figuren 310
313 dargestellt. Der Stator besitzt Nuten von $45 \times 9{,}5$ mm

mit zwei Stäben von 16 × 5,8 mm, die mit Glimmer (1) von 1,5 mm Stärke und Einlage einer 3 mm starken Holzleiste (3) isoliert sind. Der Rotor hat Nuten von 36,5 × 13 mm; die Stäbe sind mit 2 mm Preßspan (1) umwickelt und zwischen den Stäben liegt eine Holzleiste (2) von 4 mm Stärke.

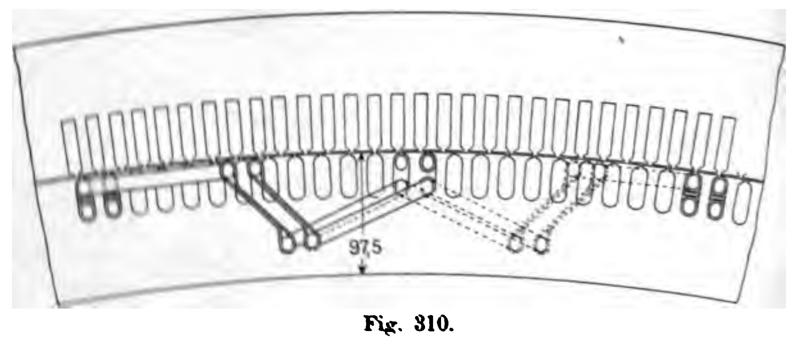


Fig. 310.

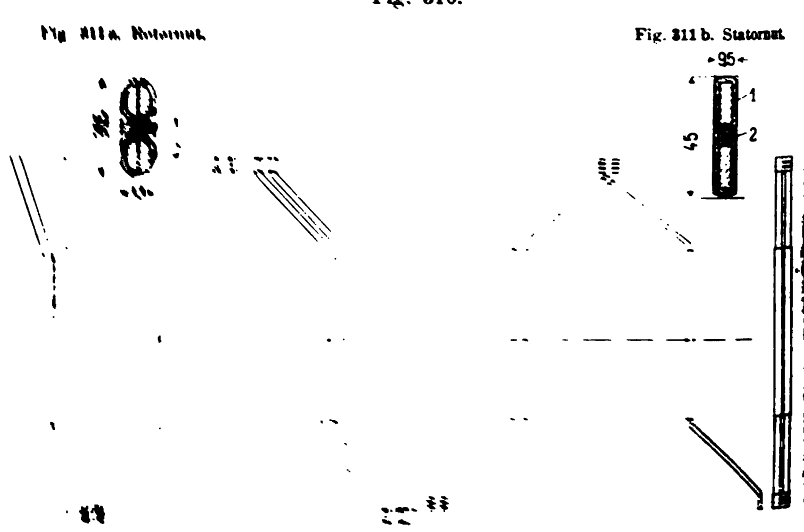


Fig. 311a. Rotornut. Fig. 311b. Statornut.

[illegible] Fig. [illegible] Stäbe des Stators.

[illegible]

[illegible] die auf einer Seite des [illegible] Seite durch Messingbänder [illegible] Ring zusammengeschlossen ist, zeigen [illegible] gehört zu einem 30 PS-Dreh[illegible]

[illegible] Stäben geben bei [illegible] zur Pol oft [illegible]

köpfe, so daß nicht nur der Kupfer... , sondern auch die axiale Länge der ...

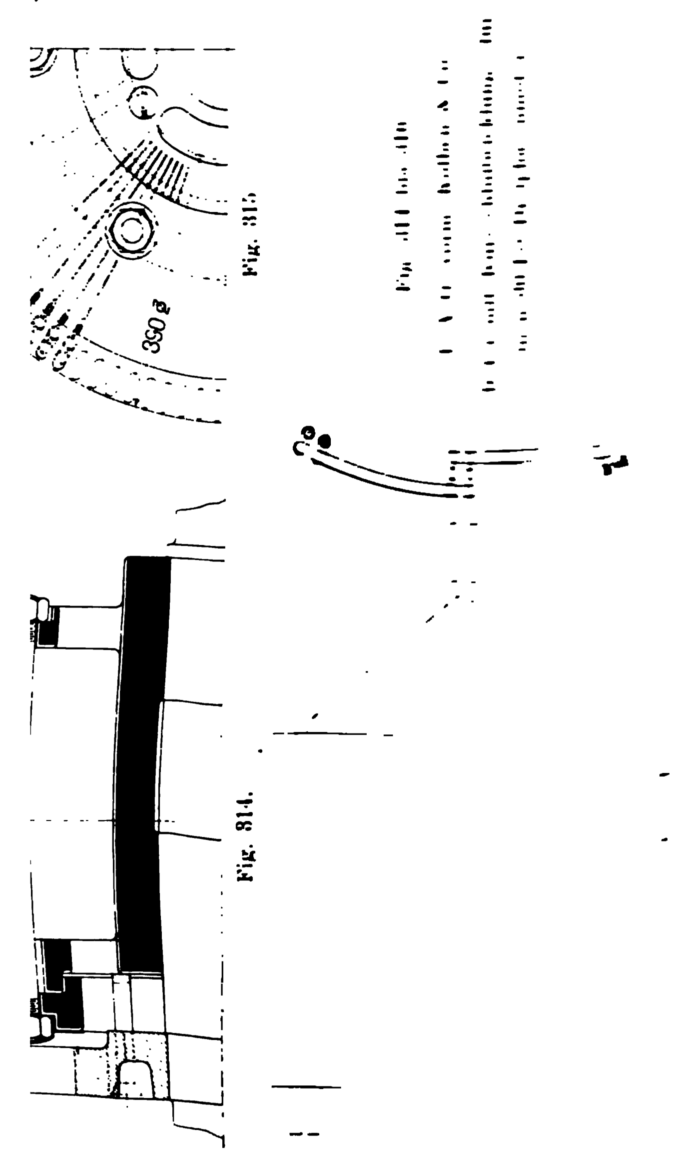


Fig. 315.

Fig. 314.

Fig. 316 ...

...ert wird. Man geht in ... Gabelwicklung über oder ... Fig. 317 dargestellten Weise ...

mit zwei Stäben von 16 × 5,8 mm, die mit Glimmer (1) von 1,5 mm Stärke und Einlage einer 3 mm starken Holzleiste (3) isoliert sind. Der Rotor hat Nuten von 36,5 × 13 mm; die Stäbe sind mit 2 mm Preßspan (1) umwickelt und zwischen den Stäben liegt eine Holzleiste (2) von 4 mm Stärke.

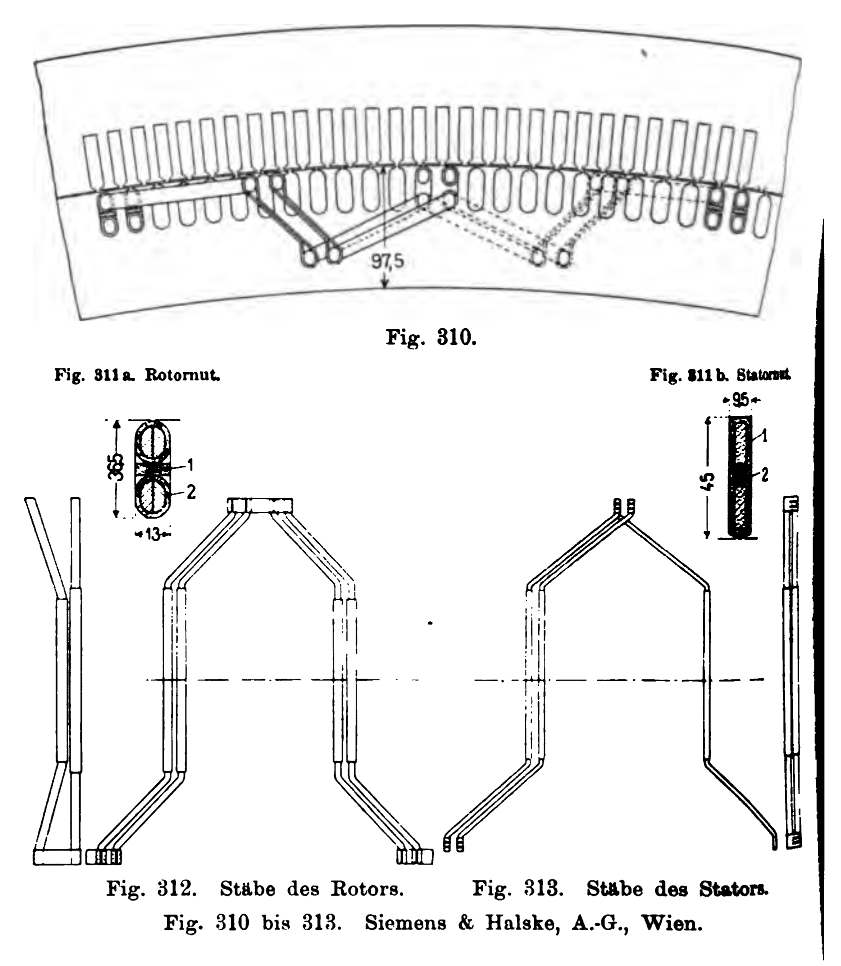


Fig. 310.

Fig. 311 a. Rotornut. Fig. 311 b. Statornut.

Fig. 312. Stäbe des Rotors. Fig. 313. Stäbe des Stators.

Fig. 310 bis 313. Siemens & Halske, A.-G., Wien.

Ein Rotor mit Kurzschlußwicklung, die auf einer Seite den Polschritt ausführt und auf der anderen Seite durch Messingbänder und einen auf der Welle sitzenden Ring kurzgeschlossen ist, zeigen die Figuren 314 bis 316. Der Rotor gehört zu einem 20 PS-Drehstrommotor.

Die Mantelwicklungen mit abgekröpften Stäben geben bei großen Polteilungen und großen Stabzahlen pro Pol oft unerwünscht

Spulenköpfe, so daß nicht nur der Kupferverbrauch verhält-
ig groß, sondern auch die axiale Länge der Maschine erheb-

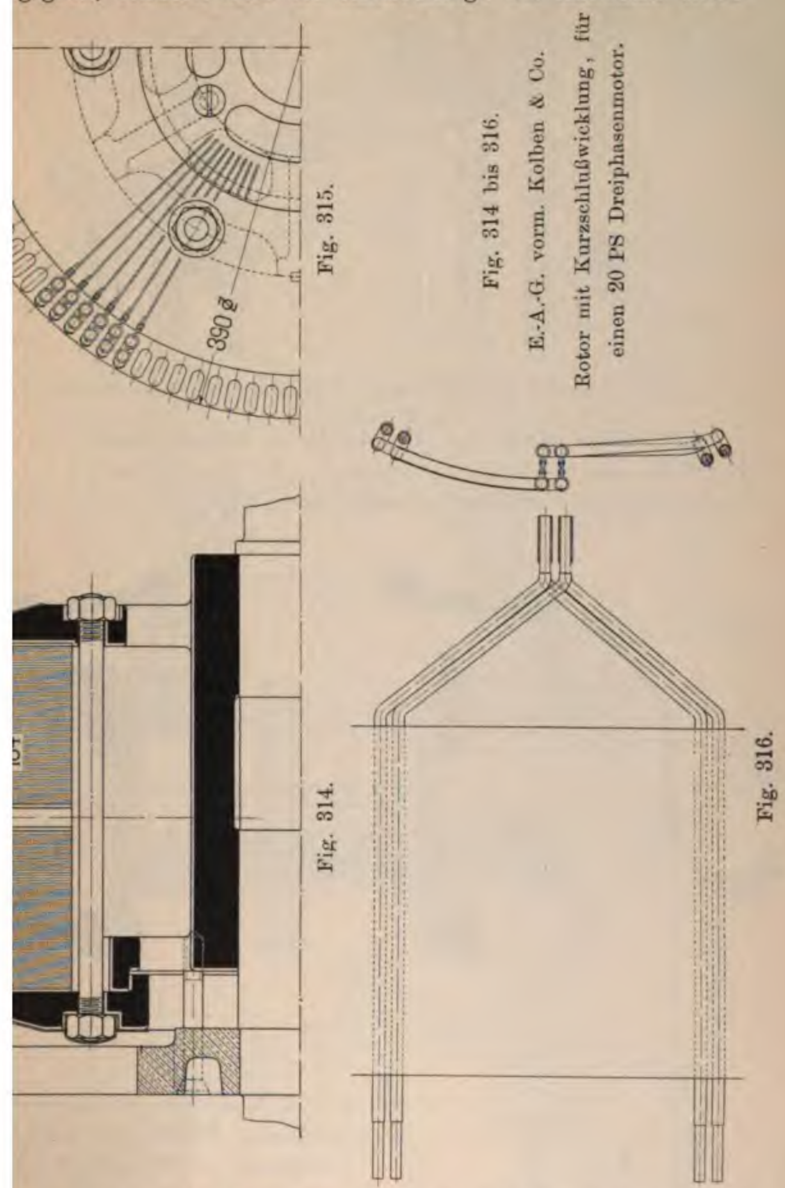


Fig. 315.

Fig. 314.

Fig. 316.

Fig. 314 bis 316.
E.-A.-G. vorm. Kolben & Co.
Rotor mit Kurzschlußwicklung, für einen 20 PS Dreiphasenmotor.

rgrößert wird. Man geht in solchen Fällen entweder zur
oder Gabelwicklung über oder führt die Mantelwicklung
er in Fig. 317 dargestellten Weise aus.

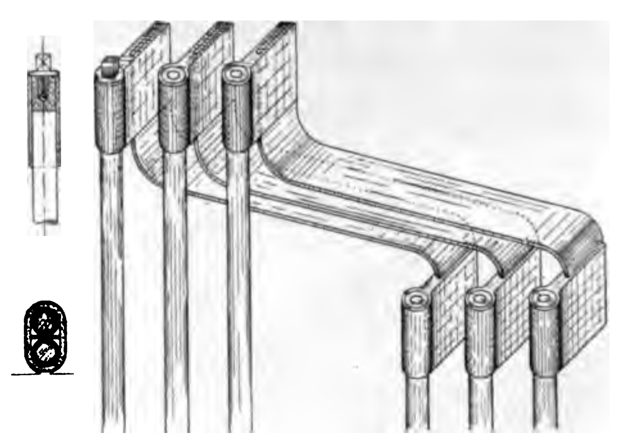


Fig. 317. Mantelwicklung mit Verbindungen aus Kupferband.

Die Stäbe sind hier durch flache Kupferbänder verbund die axial nur wenig Raum brauchen. Brown, Boveri & Co. füh diese Wicklung bei Turbo-Generatoren aus.

Fig. 318. E.-A.-G. vorm. W. Lahmeyer & Dreiphasenmotor, 140 PS, 210 Volt, 500 drehungen per Minute, 12 Pole.

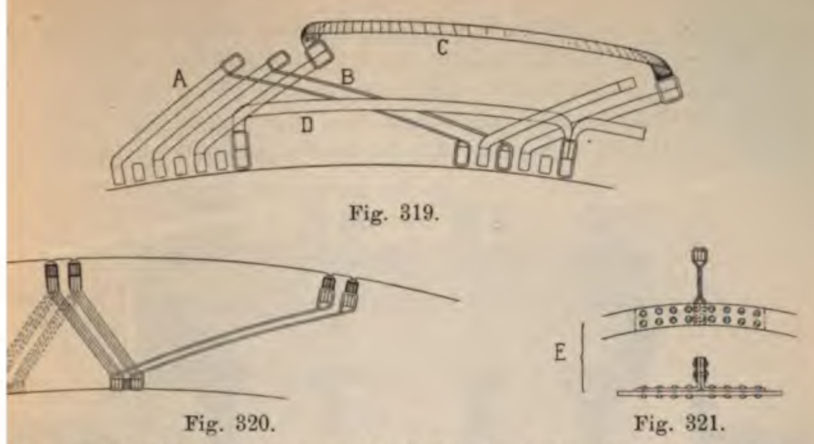


Fig. 319.

Fig. 320. Fig. 321.

Fig. 319 bis 321. E.-A.-G. vorm. W. Lahmeyer & Co. Dreiphasenmotor. 140 PS, 210 Volt, 500 Umdrehungen per Minute, 12 Pole.

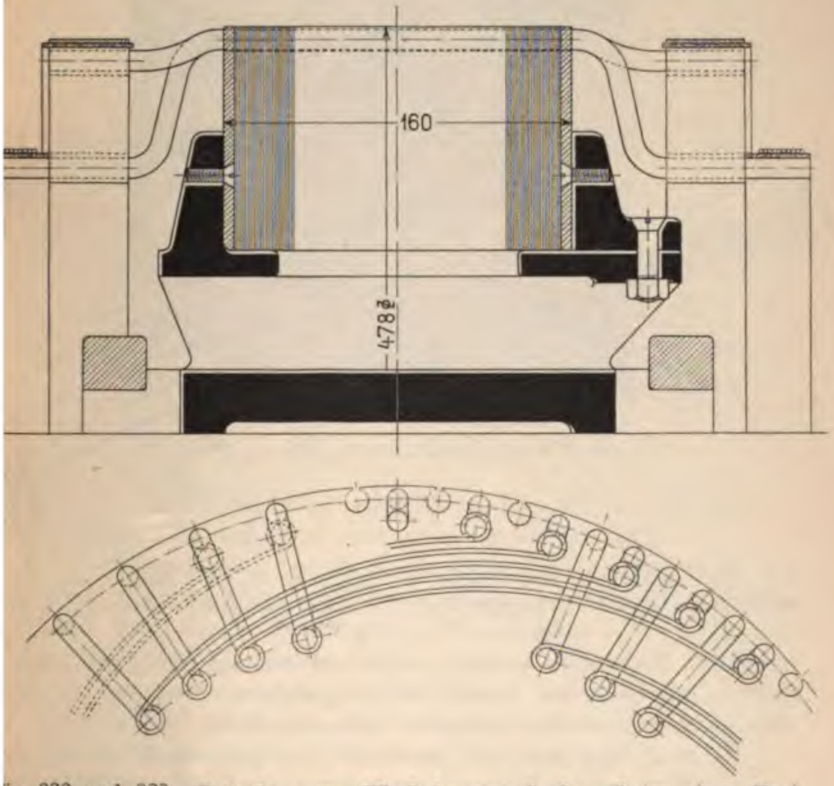


Fig. 322 und 323. E.-A.-G. vorm. W. Lahmeyer & Co. Rotor eines Dreiphasenmotors. 40 PS, 550 Volt, 1000 Umdrehungen per Minute, 6 Pole.

Einige sehr schöne Konstruktionen von Wicklungen, die von der E.-A.-G. vorm. W. Lahmeyer & Co. ausgeführt werden, stellen die Figuren 318 bis 326 dar. Bei diesen Wicklungen werden die Stäbe einseitig abgebogen und der abgebogene Teil des Stabes bildet den einen Schenkel der Verbindungsgabel. Über die vor-

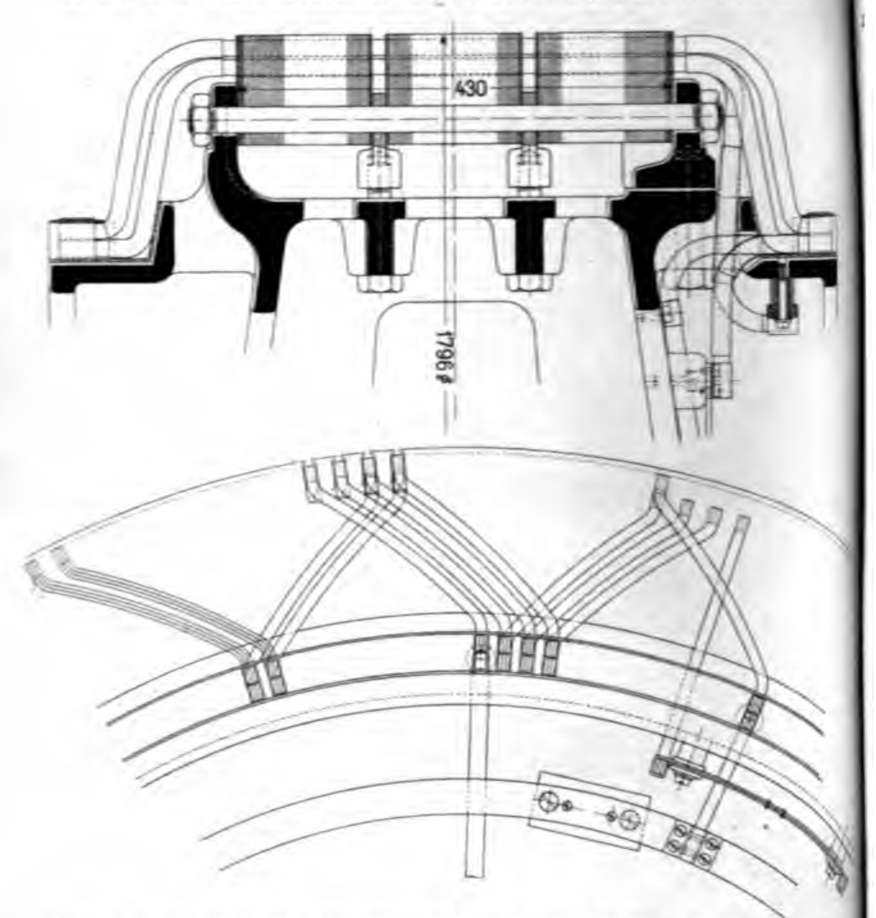


Fig. 324 und 325. E.-A.-G. vorm. W. Lahmeyer & Co. Rotor eines Dreiphasenmotors. 520 PS, 10 000 Volt, 375 Umdrehungen per Minute, 16 Pole.

stehenden Stabenden werden gerade oder leicht gebogene Kupferbänder mit Ösen an beiden Enden geschoben, welche je einen abgebogenen und einen geraden Stab verbinden.

In den Fig. 318 ist zunächst ein Querschnitt durch Stator und Rotor eines Dreiphasenmotors von 140 PS, 500 Umdrehungen, 50 Perioden, 210 Volt dargestellt. Die Ansicht der Stator-

klung gibt Fig. 319 diejenige der Rotorwicklung Fig. 320, und 321 zeigt den Anschluß der Verbindung (E) an einen Schleifring. Die Drahtbänder der Rotorwicklung liegen sowohl innen wie en auf den Stabenden auf. Zwei mittels Stehbolzen gehaltene heisenringe zentrieren die Wicklungsenden, ohne dem Luftitt zur Wicklung hinderlich zu sein.

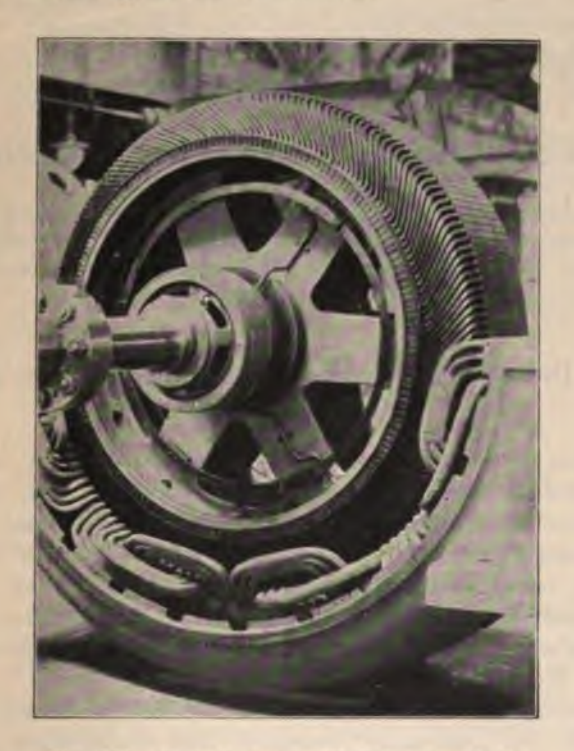


Fig. 326. E.-A.-G. vorm. W. Lahmeyer & Co.

Die Bauart der Schlußankerwicklung Fig. 322 und 323 ist der ergehenden ähnlich und ohne weiteres verständlich.

Eine ebenfalls von der E.-A.-G. vorm. W. Lahmeyer & Co. mende Rotorwicklung veranschaulichen die Fig. 324 und 325. r sind beide Stabenden abgekröpft und nach innen gebogen, daß besondere Verbindungsstücke nicht nötig sind. Um die be in die Nuten einbringen zu können, bestehen sie, wie in 307 und 308, aus drei parallelen Kupferbändern. Die Wicklung l für Motoren mit hoher Primärspannung angewandt, damit die lenköpfe von Stator und Rotor möglichst weit voneinander abstehen. Abbildung eines Rotors mit dieser Wicklung gibt Fig. 326.

Elftes Kapitel.

Die Feldkurve einer synchronen Maschine.

31. Die Feldkurve und ihre Bestimmung aus dem Kraftröhrenbild. — 32. Der Formfaktor und der Füllungsfaktor der Feldkurve. — 33. Auflösung der Feldkurve in ihre Harmonischen. — 34. Verschiedene Polformen und ihre Faktoren. — 35. Entwurf der Polschuhform.

31. Die Feldkurve und ihre Bestimmung aus dem Kraftröhrenbild.

Die Kurve der EMK, die in der Ankerwicklung einer Synchronmaschine induziert wird, ist im allgemeinen nicht von Sinusform, sondern sie erhält eine von der Form des Feldes im Luftspalte abhängige Gestalt. Um die Kurvenform der EMK bestimmen zu können, ist es deswegen notwendig, die **Feldkurve**, d. h. die Kurve, welche die Feldstärke im Luftspalte als Funktion des Ankerumfanges darstellt, zu berechnen. Dies soll hier zunächst in annähernder Weise geschehen.

Man zeichnet zu diesem Zwecke ein Bild von dem Verlauf der Kraftröhren im Luftraume zwischen den Oberflächen der Pole und der Armatur auf. Wie bekannt, stellt sich die Kraftflußverteilung eines magnetischen Feldes immer so ein, daß dessen magnetische Energie ein Maximum wird; zeichnet man deswegen mehrere Kraftlinienbilder auf, so liegt dasjenige Bild, welches den größten Kraftfluß zwischen einem Pol und der Armaturoberfläche und den benachbarten Polen ergibt, der Wirklichkeit am nächsten. Bei der Aufzeichnung des Bildes muß man darauf achten, daß die Kraftlinien die Eisenoberflächen unter beinahe rechten Winkeln durchsetzen, denn die Permeabilität μ_1 der Luft ist im Verhältnis zu derjenigen des Eisens μ_2 sehr klein. Es verhält sich bekanntlich, wenn α_1 und α_2 die Winkel



Fig. 92.

zwischen der Richtung des Kraftflusses und der Normalen auf der Eisenoberfläche bedeuten (Fig. 327),

$$\operatorname{tg} \alpha_1 : \operatorname{tg} \alpha_2 = \mu_1 : \mu_2 = 1 : \mu_2$$

$$\operatorname{tg} \alpha_1 = \frac{\operatorname{tg} \alpha_2}{\mu_2} \simeq 0,$$

da μ_2 sehr groß.

Man zeichnet nun ein Paar Kraftlinienbilder nach bestem Ermessen auf und zerlegt dadurch den betrachteten Raum in Kraftröhren, deren Leitfähigkeit man berechnet. Das Bild mit der

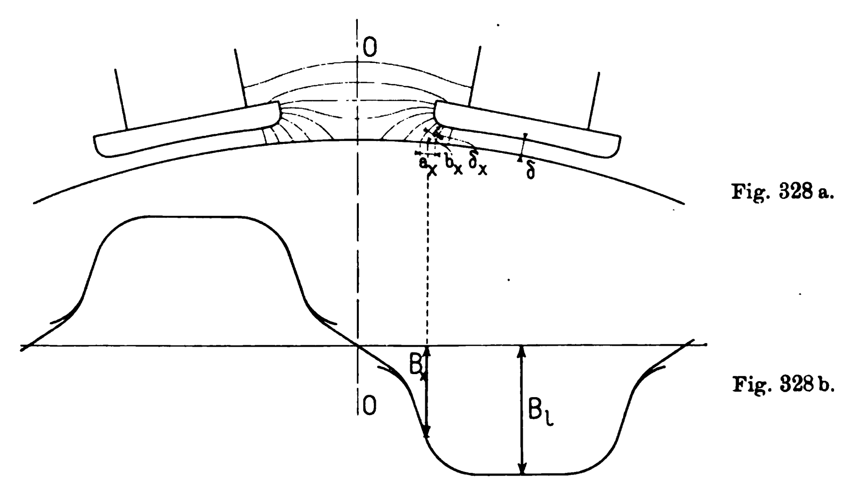


Fig. 328 a.

Fig. 328 b.

Fig. 328. Bestimmung der Feldkurve aus dem Kraftröhrenbild.

größten magnetischen Leitfähigkeit nimmt man als richtig an und setzt unter der Annahme einer konstanten magnetischen Potentialdifferenz zwischen Polschuh und Armaturoberfläche den Kraftfluß jedes Rohres proportional seiner Leitfähigkeit. Die Induktion B in einem Punkte x der Armaturoberfläche wird dann proportional der Leitfähigkeit des Rohres, in dem der Punkt liegt, geteilt durch die Schnittfläche des Rohres mit der Armaturoberfläche.

Hat man das Kraftlinienbild gefunden, das man als richtig ansehen will, so kann man, wie Fig. 328 zeigt, mit b_x die mittlere Weite und mit δ_x die mittlere Länge des Kraftrohres bezeichnen; es wird dann die Leitfähigkeit des Rohres mit großer Annäherung proportional $\frac{b_x}{\delta_x}$ und damit die Feldstärke im Punkte x proportional $\frac{b_x}{a_x \delta_x}$. Ist die Luftinduktion im Luftzwischenraum δ gleich B_l, so ist sie an der Stelle x,

da
$$B_l : B_x = \frac{1}{1 \cdot \delta} : \frac{b_x}{a_x \delta_x},$$

$$B_x = B_l \frac{\delta}{\delta_x} \cdot \frac{b_x}{a_x} \quad \ldots \ldots \quad (15)$$

Ist der Querschnitt einer Kraftröhre stark veränderlich, sodaß der mittlere Querschnitt schwer einigermaßen genau geschätzt werden kann, so kann man die Röhre, wie Fig. 329 zeigt, in mehrere Teile zerlegen und die gesamte Leitfähigkeit durch Addition der Widerstände der einzelnen Teile ermitteln. In Formel (15) ist dann zu setzen

$$\frac{b_x}{\delta_x} = \frac{1}{\frac{\delta_a}{a} + \frac{\delta_b}{b} + \frac{\delta_c}{c}} \quad \ldots \ldots \quad (16)$$

Wir können also, wenn wir von irgend einem Werte B_l ausgehen, die Feldkurve durch Aufzeichnung der Kraftröhren und Berechnung von B_x bestimmen.

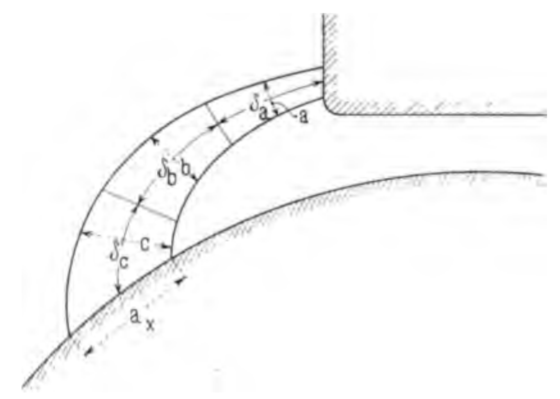


Fig. 329.

Aus dem Kraftröhrenbild Fig. 328 sind die Werte von b_x, a_x und δ_x entnommen und aus diesen sind die Ordinaten der Feldkurve Fig. 328b berechnet.

Es ist zu bemerken, daß die Werte, die man in der Nähe der neutralen Zone *OO* erhält, zu groß ausfallen; das rührt daher, daß man mit einem Bilde, welches das Feld nur in eine kleine Anzahl von Röhren teilt, die feine Abschattierung des wirklichen Feldes nicht nachahmen kann. Man verfährt deswegen am besten so wie in Fig. 328 gezeigt und läßt die Röhren in der Nähe der neutralen Zone weg; man erhält dann keine Punkte an dieser

elle und verbindet deswegen einfach den positiven und negativen il der Feldkurve durch eine gerade Strecke. Diese Annäherung mmt mit den wirklichen Verhältnissen überein; denn die Feldrve verläuft stets nach einer geraden Linie, wo sie durch Null ht. Dieses Verfahren liefert ziemlich genaue, jedenfalls für prakche Zwecke genügend genaue Werte. Hiervon kann man sich cht durch Aufzeichnen mehrerer Kraftlinienbilder überzeugen; an wird finden, daß die auf diese Weise erhaltenen Feldkurven cht stark voneinander abweichen.[1])

. Der Formfaktor und der Füllungsfaktor der Feldkurve.

Die in einem geschlossenen Stromkreise induzierte momentane MK ist

$$e = -\frac{d(\Phi_x w)}{dt} \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (17)$$

o $\Phi_x w$ gleich der Anzahl der Kraftröhrenverkettungen des Stromeises in irgend einem Momente ist. Durchsetzt der Kraftfluß Φ_x le w Windungen des Stromkreises, so kann man schreiben

$$e = -w\frac{d\,\Phi_x}{dt}$$

d der Mittelwert der EMK, die von einem periodisch sich ändern- n Kraftfluß mit dem Maximalwert Φ induziert wird, ist gleich

$$E_{mitt} = \frac{2}{T}\int_0^{\frac{T}{2}}\left(-w\frac{d\,\Phi_x}{dt}\right)dt = \frac{2w}{T}\int_0^{\frac{T}{2}}(-d\,\Phi_x).$$

$T = \frac{1}{c} =$ Zeit einer vollständigen Periode. Würde man über ne ganze Periode oder über eine ganze Anzahl von Perioden ingrieren, so würde man als Mittel den Wert Null erhalten. Da er nur der größte Mittelwert der EMK-Kurve während einer lben Periode von Interesse ist, so muß man über eine halbe riode integrieren und zwar von dem Zeitmomente ab, wo der aftfluß sein absolutes Maximum besitzt, damit für $t = 0$ $\frac{d\,\Phi_x}{dt} = 0$ rd. Es wird nun

[1]) Eine Methode zur genauen Berechnung der Feldkurve ist am Schlusse s Buches in einem Anhange gegeben.

$$E_{mitt} = 2wc\int_{+\Phi}^{-\Phi} - d\Phi_x = 4cw\Phi$$

oder

$$E_{mitt} = 4cw\Phi 10^{-8}\,\text{Volt} \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (18)$$

Hieraus folgt, daß Φ **gleich der halben Kraftflußvariation während einer halben Periode** oder ein Viertel der Kraftflußvariation während einer ganzen Periode ist.

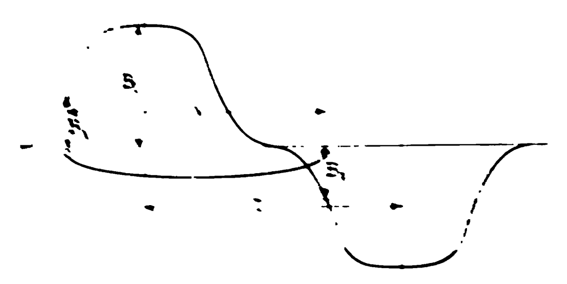


Fig. 330. Feldkurve einer Wechselpoltype.

Das Verhältnis zwischen dem Effektivwert E und dem Mittelwert der EMK wird Formfaktor f_F genannt; es ist also

$$E = f_F E_{mitt} = 4 f_F c w \Phi 10^{-8}\,\text{Volt} \quad . \quad . \quad (19)$$

Um nun den Kraftfluß Φ aus der Feldkurve zu bestimmen, betrachten wir eine [illegible] deren Spulenweite y [illegible]. Für diese wird die EMK

$$[illegible] \quad . \quad . \quad (20)$$

[illegible] in dem betrachteten Momente an [illegible] der Windungen [illegible] Länge des Ankereisens, d. h. die [illegible] Kraftfluß [illegible] wenn die Induktion [illegible] Polmitte wäre. [illegible] an den Stirnflächen [illegible] Luftschlitze übertretenden [illegible] Polschuhe relativ [illegible] Variation des Kraft- [illegible]

[illegible] unter den Polen [illegible] erhält man die in Fig. 330 [illegible]

Es ist hier

$$-B_x' = B_x,$$

also

$$e = 2 w l_i v B_x = \text{Konst.} \cdot B_x \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (21)$$

d. h. die Form der EMK-Kurve ist die nämliche wie die der Feldkurve. Der Formfaktor f_E der EMK-Kurve einer Einlochwicklung mit $y = \tau$ ist also bei Wechselpolmaschinen gleich dem Formfaktor f_B der Feldkurve.

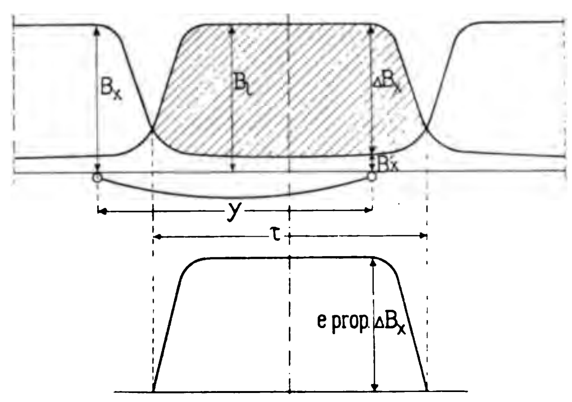


Fig. 331. Konstruktion der EMK-Kurve der Einlochwicklung einer Gleichpoltype.

Bei der Wechselpolmaschine ist der Kraftfluß pro Pol gleich der Hälfte der Kraftflußvariation während einer halben Periode; denn bewegt man eine Spule, die eine Spulenweite $y = \tau$ hat und den Kraftfluß eines Poles umschlingt, um eine halbe Periode, d. h. um einen Weg τ weiter, so ändert der gesamte die Spule durchsetzende Kraftfluß Φ seine Richtung. Die totale Variation ist daher gleich $= 2\Phi$. Als Maß für Φ kann somit der Flächeninhalt der Feldkurve dienen.

Bei der Gleichpoltype, wo die Feldstärke ihr Vorzeichen nicht ändert, liegt die Sache etwas anders. Hier ist $B_x - B_x'$ nicht gleich $2 B_x$, sondern gleich dem Ordinatenabschnitt ΔB_x in der schraffierten Fläche Fig. 331; es ist also

$$e = w l_i v (\Delta B_x). \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (22)$$

Den Formfaktor f_E der Einlochwicklung $(y = \tau)$ einer Gleichpolmaschine findet man also als Formfaktor der ΔB_x-Kurve; diese kann man aus der Feldkurve konstruieren, indem man sie gegen sich selbst um die Polteilung τ verschiebt und die Differenzen der Ordinaten dieser Kurven als Ordinaten der ΔB_x-Kurve aufträgt. (Fig. 331.)

Als Maß für die Kraftflußvariation während einer halben Periode erhalten wir hier den Inhalt der schraffierten Fläche, welcher kleiner ist als der Kraftfluß pro Pol.

Wir gehen jetzt zur Bestimmung von Φ über, unter der Voraussetzung, daß die maximale Induktion B_l unter dem Polschuhe bekannt ist. Für eine Wechselpolmaschine ist Φ gleich dem Kraftfluß Φ_a pro Pol, also

$$\Phi = \Phi_a = B_{mitt} \cdot l_i \cdot \tau,$$

wo B_{mitt} den Mittelwert der Induktion innerhalb einer Polteilung bedeutet. Ersetzt man die Feldkurve durch ein Rechteck vom gleichen Flächeninhalt und von der Höhe B_l, so wird die Breite b_i dieses Rechteckes fast gleich dem Polbogen b; b_i heißt der ideelle Polbogen. Es wird somit auch

$$\Phi = B_l \cdot l_i \cdot b_i. \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (23)$$

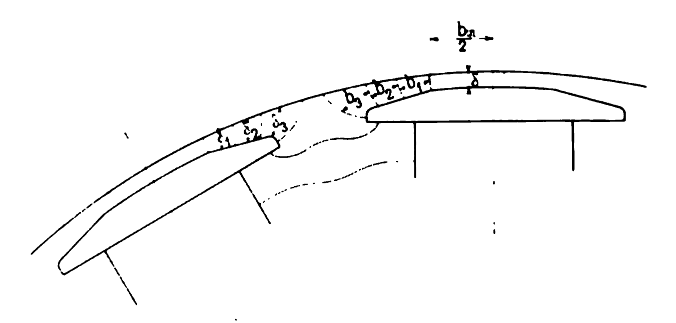


Fig. 332. Kraftröhrenbild für eine Wechselpoltype.

Wir setzen nun

$$\alpha_i = \frac{B_{mitt}}{B_l} = \frac{b_i}{\tau} \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (24)$$

für die Wechselpoltype und heißen dieses Verhältnis den Füllungsfaktor; denn bei gegebener maximaler Luftinduktion B_l ist es ein Maß für den Teil der Ankerfläche, den man sich mit der Induktion B_l gefüllt denken muß, um den gesamten Kraftfluß aller Pole zu erhalten. Es ist nämlich

$$\Phi = \alpha_i \cdot \tau \cdot l_i \cdot B_l \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (25)$$

Es ist oft wünschenswert, den Füllfaktor α_i zu bestimmen, ohne die Feldkurve zu konstruieren, und dies ist in einfacher Weise mit großer Annäherung möglich, indem man, wie früher angegeben, das wahrscheinlichste Kraftlinienbild aufzeichnet und folgende einfache Rechnung durchführt.

Ist eine Wechselpoltype gegeben, so erhält man ungefähr das in Fig. 332 aufgezeichnete Kraftröhrenbild.

Es ist einerseits der Kraftfluß pro Pol

$$\Phi = \alpha_i \tau l_i B_l$$

und andererseits ist der Kraftfluß gleich der Summe der Flüsse aller Kraftröhren. Durch ein cm^2 unter dem Polschuh geht der Kraftfluß B_l. Ist an dieser Stelle die Länge des Luftspaltes δ, so ist die nötige magnetomotorische Kraft um den Kraftfluß B_l durch die Röhre von 1 cm^2 Querschnitt zu treiben

$$0{,}8\, k_1 B_l \delta,$$

wo der Faktor k_1 die Vergrößerung des magnetischen Widerstandes der Röhre durch die Nutenöffnungen bedeutet. Diese MMK wirkt auch auf jede andere Röhre, z. B. auf die vom mittleren Querschnitte b_x und der Länge δ_x. Der Kraftfluß dieser Röhre ist deswegen

$$0{,}8\, k_1 B_l \delta \frac{b_x}{0{,}8\, \delta_x} = B_l k_1 \delta \frac{b_x}{\delta_x}$$

also der totale Kraftfluß gleich

$$\Phi = B_l l_i \left[b_{in} + \Sigma \left(k_1 \delta \frac{b_x}{\delta_x} \right) \right]$$

$$= B_l l_i \left[b_{in} + 2 \delta k_1 \left(\frac{b_1}{\delta_1} + \frac{b_2}{\delta_2} + \frac{b_3}{\delta_3} + \ldots \right) \right] \qquad (26)$$

also

$$\alpha_i = \frac{1}{\tau} \left[b_{in} + 2 \delta k_1 \left(\frac{b_1}{\delta_1} + \frac{b_2}{\delta_2} + \ldots \right) \right] \quad . \quad . \quad (27)$$

Sind die Zähne, die unter dem Polschuhe liegen, stark gesättigt, so ist an den Polspitzen die auf eine Röhre wirkende magnetomotorische Kraft größer als $0{,}8\, k_1 B_l \delta$, nämlich angenähert

$$0{,}8\, k_1 B_l \delta + \frac{1}{2} AW_z,$$

wo $\frac{1}{2} AW_z$ die Amperewindungen bedeuten, die nötig sind, um den Kraftfluß durch die Zähne zu treiben. Es tritt deswegen in die Formel für α_i nicht $k_1 \delta$, sondern $k_1 k_z \delta$ ein, wo

$$k_z = 1 + \frac{AW_z}{1{,}6\, k_1 B_l \delta} \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (28)$$

Es wird also

$$\alpha_i = \frac{1}{\tau} \left[b_{in} + 2 \delta k_1 k_z \left(\frac{b_1}{\delta_1} + \frac{b_2}{\delta_2} + \ldots \right) \right] \qquad (29)$$

und es ist der ideelle Polbogen

$$b_i = b_{im} + 2\delta\, k_1\, k_s \left(\frac{b_1}{\delta_1} + \frac{b_2}{\delta_2} + \ldots\right). \qquad (30)$$

Will man den Wert α_i nicht graphisch ermitteln, so kann man ihn für die in Fig. 328 dargestellte Polschuhform durch folgende Annäherung berechnen:

$$\alpha_i = \frac{1}{\tau}(b + \delta) \quad \ldots\ldots \quad (31)$$

für abgerundete Polschuhecken und

$$\alpha_i = \frac{1}{\tau}(b + 2{,}5\,\delta) \quad \ldots\ldots \quad (32)$$

für scharfe Ecken.

Hat man es mit einer Gleichpoltype zu tun, so sieht man aus Fig. 333, daß für eine Spule, welche die Weite $y = \tau$ hat und

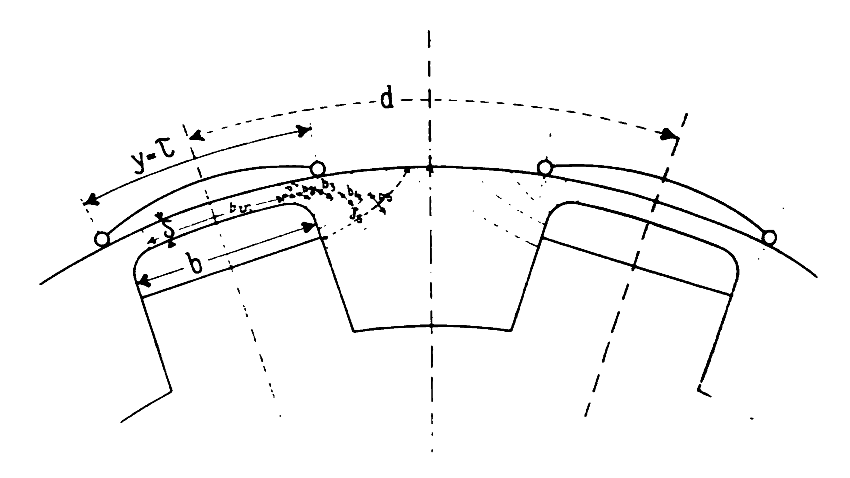


Fig. 333. Kraftröhrenbild für eine Gleichpoltype.

die den maximalen Kraftfluß umschlingt, bei Bewegung derselben um eine halbe Periode die Kraftflußvariation gleich $\Delta B_{mitt} \cdot l_i \cdot \tau$ gesetzt werden kann.

Hieraus folgt, da Φ gleich der Hälfte der Kraftflußvariation während einer halben Periode gesetzt wurde,

$$\Phi = \frac{1}{2}\,\Delta B_{mitt} \cdot l_i \cdot \tau \text{ oder}$$

$$\Phi = \frac{1}{2}\,B_l\, l_i\, b_i. \quad \ldots\ldots \quad (33)$$

Bezeichnet man nun wie oben bei der Wechselpoltype den Abstand d zwischen den Mitten zweier Polhörner mit 2τ, so wird das Verhältnis

$$\alpha_i = \frac{b_i}{2\tau} \quad \ldots \ldots \quad (34)$$

für die Gleichpoltype und

$$\Phi = \alpha_i \tau l_i B_l,$$

welche Formel also allgemein gültig ist für alle Wechselstromgeneratoren.

Bei einer Gleichpoltype kann der Füllungsfaktor α_i in gleicher Weise vorausberechnet werden wie bei der Wechselpoltype; man erhält z. B. für das in Fig. 333 dargestellte Kraftlinienbild den Wert

$$\alpha_i = \frac{1}{2\tau}\left[b_{in} + 2 k_1 k_s \delta \left(\frac{b_1}{\delta_1} + \frac{b_2}{\delta_2} - \frac{b_3}{\delta_3} - \frac{b_4}{\delta_4} - \ldots\right)\right] \quad (35)$$

Der ideelle Polbogen ist für diesen Fall

$$b_i = b_{in} + 2 k_1 k_s \delta \left(\frac{b_1}{\delta_1} + \frac{b_2}{\delta_2} - \frac{b_3}{\delta_3} - \frac{b_4}{\delta_4} - \ldots\right) \quad (36)$$

Es ist noch zu bemerken, daß bei der Gleichpoltype der Kraftfluß Φ_a pro Pol größer ist als der wirksame Kraftfluß $2\Phi = B_l \cdot l_i \cdot b_i$ und zwar ist

$$\Phi_a = B_l l_i b_{ef} = B_l l_i \left[b_{in} + 2 k_1 k_s \delta \left(\frac{b_1}{\delta_1} + \frac{b_2}{\delta_2} + \frac{b_3}{\delta_3} + \frac{b_4}{\delta_4} + \ldots\right)\right]$$

Man kann setzen

$$\Phi_a = \sigma_a 2\Phi,$$

wo

$$\sigma_a = \frac{b_{ef}}{b_i} = \frac{b_{in} + 2 k_1 k_s \delta \left(\frac{b_1}{\delta_1} + \frac{b_2}{\delta_2} + \frac{b_3}{\delta_3} + \frac{b_4}{\delta_4} + \ldots\right)}{b_{in} + 2 k_1 k_s \delta \left(\frac{b_1}{\delta_1} + \frac{b_2}{\delta_2} - \frac{b_3}{\delta_3} - \frac{b_4}{\delta_4} - \ldots\right)} \quad (37)$$

das Verhältnis zwischen dem totalen Kraftfluß pro Pol und dem nützlichen Kraftfluß angibt. Wegen des remanenten Magnetismus wird das in dieser Weise berechnete Verhältnis σ_a kleiner ausfallen als das wirkliche, und α_i und b_i werden zu groß.

Es erübrigt nun noch, den Formfaktor f_B der Feldkurve zu berechnen; dieser ist gleich

$$f_B = \frac{B_{eff}}{B_{mitt}}.$$

Seine Berechnung kann in der Weise geschehen, daß wir durch Quadrieren der Ordinaten der Feldkurve die $B_x{}^2$-Kurve aufzeichnen und durch Planimetrieren B_{mitt} und $(B_x{}^2)_{mitt}$ bestimmen (Fig. 334).

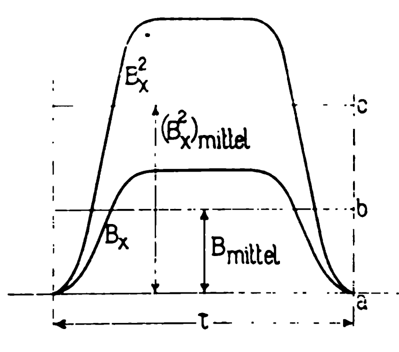
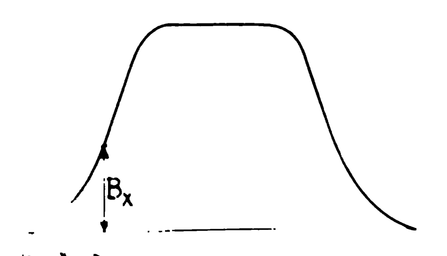


Fig. 334.

Es ist dann

$$f_B = \frac{\sqrt{(B_x{}^2)_{mitt}}}{B_{mitt}} = \frac{\sqrt{ac}}{ab}.$$

Anstatt den Effektivwert der Feldkurve durch Quadrieren zu ermitteln, kann man auch nach Fleming einfacher wie folgt verfahren. Man teilt die Basis der Feldkurve in 12 gleiche Teile und trägt die in den Teilpunkten abgegriffenen Ordinaten auf 12 Radien-Vektoren, welche 180° in 12 gleiche Teile zerlegen, ab. Die so erhaltene Polarkurve des Feldes, die für ein sinusförmiges Feld ein Kreis ist, umschließt eine Fläche F (Fig. 335).



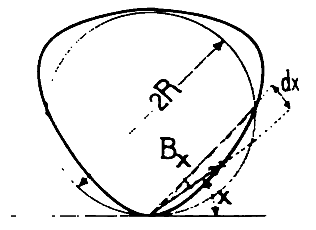


Fig. 335. Ermittlung des Formfaktors aus dem Polardiagramm (nach Fleming).

Es ist

$$F = \int_0^{\pi} \frac{1}{2} B_x{}^2 \, dx$$

und, da $dx = \frac{2\pi}{T} dt$, wird

$$F = \frac{1}{2} \frac{2\pi}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} B_x{}^2 \, dt = \ldots \text{[illegible]}$$

Setzt man diese Fläche gleich $R^2\pi$, so wird

$$R^2\pi = \frac{\pi}{2} B^2_{eff}$$

oder

$$B_{eff} = \sqrt{2}\, R$$

Zeichnet man deswegen einen Kreis mit demselben Flächeninhalt wie die Polarkurve, so ist der Halbmesser mal $\sqrt{2}$ gleich dem Effektivwert der Feldkurve (Fig. 335). In Ermanglung eines Planimeters kann der Kreis auch leicht nach Augenmaß gezeichnet werden.

Durch Planimetrieren oder Ausmessen der Feldkurve können wir noch B_{mitt} finden und haben dann

$$f_B = \frac{B_{eff}}{B_{mitt}} = \frac{\sqrt{2}\, R}{ab}.$$

33. Auflösung der Feldkurve in ihre Harmonischen.

Um die in verschiedenen Wicklungen von derselben Feldkurve induzierten EMKe zu berechnen, löst man am besten nach Fourier (Bd. I, S. 152) die Feldkurve in eine Summe von Sinuswellen auf. Da die Feldkurve in Bezug auf die Ordinatenachse symmetrisch ist, so fallen die Cosinusglieder weg und alle Sinuswellen sind von derselben Phase, d. h. alle gehen gleichzeitig durch Null. Es ist deswegen möglich, den Momentanwert B_x der Feldstärke durch folgende Formel auszudrücken

$$B_x = B_1 \sin x + B_3 \sin 3x + B_5 \sin 5x + \cdots\cdots, \qquad (38)$$

wo x die in Fig. 330 eingeschriebene Abszisse der Ordinate B_x in Graden bedeutet. Nach dem Satze der kleinsten Quadrate muß die Amplitude der Grundwelle oder des Grundfeldes gleich

$$B_1 = \frac{2}{m}\left\{B_I \sin\left(\frac{2\pi}{2m}\right) + B_{II} \sin\left(\frac{4\pi}{2m}\right) + \cdots\cdots + B_{m-I} \sin\frac{2(m-1)\pi}{2m}\right\}$$

sein. $2m$ bedeutet die Anzahl Teile, in welche man die Strecke π teilt, während $B_I, B_{II}, B_{III} \cdots\cdots B_{m-I}$ die Ordinaten dieser Teilpunkte sind. Hier ist $B_I = B_{m-I}$; $B_{II} = B_{m-II}$ u. s. w.; also wird

$$B_1 = \frac{4}{m}\left\{B_I \sin\left(\frac{2\pi}{2m}\right) + B_{II} \sin\left(\frac{4\pi}{2m}\right) + \cdots\cdots + \frac{B_{\frac{m}{2}}}{2} \sin\left(\frac{m\pi}{2m}\right)\right\}. \quad (39)$$

Ähnlich wird die Amplitude der dritten Harmonischen oder, wie wir sie auch nennen wollen, die Amplitude des dritten Oberfeldes

$$B_3 = \frac{4}{m}\left\{B_I \sin 3\left(\frac{2\pi}{2m}\right) + B_{II} \sin 3\left(\frac{4\pi}{2m}\right) + \cdots + \frac{B_{\frac{m}{2}}}{2} \sin 3\left(\frac{m\pi}{2m}\right)\right\}$$

die Amplitude des fünften Oberfeldes

$$B_5 = \frac{4}{m}\left\{B_I \sin 5\left(\frac{2\pi}{2m}\right) + B_{II} \sin 5\left(\frac{4\pi}{2m}\right) + \cdots + \frac{B_{\frac{m}{2}}}{2} \sin 5\left(\frac{m\pi}{2m}\right)\right\} \quad (40)$$

und die Amplitude des siebenten Oberfeldes

$$B_7 = \frac{4}{m}\left\{B_I \sin 7\left(\frac{2\pi}{2m}\right) + B_{II} \sin 7\left(\frac{4\pi}{2m}\right) + \cdots + \frac{B_{\frac{m}{2}}}{2} \sin 7\left(\frac{m\pi}{2m}\right)\right\}$$

Wählt man z. B. $m = 24$, so wird $\frac{2\pi}{2m} = 7{,}5^0$ und

$$B_1 = \frac{1}{6}\left\{B_I \sin 7{,}5^0 + B_{II} \sin 15^0 + \cdots + \frac{1}{2} B_{XII} \sin\left(\frac{\pi}{2}\right)\right\}$$

$$B_3 = \frac{1}{6}\left\{B_I \sin 22{,}5^0 + B_{II} \sin 45^0 + \cdots + \frac{1}{2} B_{XII} \sin\left(\frac{3\pi}{2}\right)\right\}$$

$$B_5 = \frac{1}{6}\left\{B_I \sin 37{,}5^0 + B_{II} \sin 75^0 + \cdots + \frac{1}{2} B_{XII} \sin\left(\frac{5\pi}{2}\right)\right\} \quad (4[illegible]$$

und

$$B_7 = \frac{1}{6}\left\{B_I \sin 52{,}5^0 + B_{II} \sin 105^0 + \cdots + \frac{1}{2} B_{XII} \sin\left(\frac{7\pi}{2}\right)\right\}$$

Man [illegible] tabellarisch dur[illegible] [illegible] der Feldkurve e[illegible] [illegible] auseinander liegen, ein. [illegible] denen die Or[illegible] [illegible] um B_1 zu erhalte[illegible] [illegible] Sinuswerte, [illegible] [illegible] sind, um B[illegible] [illegible] stehen di[illegible] [illegible] Summiert ma[illegible] [illegible] B_3 sin $3x$, B_5 sin $5x$ [illegible] die Größen [illegible] Tabelle be[illegible] [illegible] der einzelnen Felder

B_x	$\sin x$	$\sin 3x$	$\sin 5x$	$\sin 7x$	$B_x \sin x$	$B_x \sin 3x$	$B_x \sin 5x$	$B_x \sin 7x$
= 1,84	0,13	0,382	0,609	0,793	0,24	0,70	1,12	1,45
= 3,7	0,259	0,707	0,966	0,966	0,97	2,64	3,6	3,6
I = 7,5	0,382	0,924	0,924	0,382	2,85	6,9	6,9	2,85
= 15,5	0,500	1,00	0,5	— 0,50	7,85	15,5	7,85	— 7,85
= 38,5	0,609	0,924	— 0,13	— 0,991	23,5	35,6	— 5	— 38,3
= 88,3	0,707	0,707	— 0,707	— 0,707	62,4	62,4	— 62,4	— 62,4
I = 99,3	0,793	0,382	— 0,991	+ 0,13	78,8	38,0	— 98,3	+ 12,9
II = 99,5	0,866	0	— 0,866	+ 0,866	86,3	0	— 86,3	+ 86,3
= 99,6	0,924	— 0,382	— 0,382	+ 0,924	92,0	— 38,1	— 38,1	+ 92,0
= 99,7	0,966	— 0,707	+ 0,259	+ 0,259	96,4	— 70,6	+ 26,9	+ 26,9
I = 99,75	0,991	— 0,924	+ 0,793	— 0,609	98,8	— 92,2	+ 79,1	— 60,8
II = 99,8	0,50	— 0,50	+ 0,50	— 0,50	49,9	— 49,9	+ 49,9	— 49,9
					600	— 83,6	— 116	+ 6,0

$$B_1 = \frac{600}{6} = 100$$

$$B_3 = \frac{-83,6}{6} = -13,9$$

$$B_5 = \frac{-116}{6} = -19,3$$

nd

$$B_7 = \frac{6}{6} = 1$$

nd man erhält

$$B_x = B_1 \sin x + B_3 \sin 3x + B_5 \sin 5x + B_7 \sin 7x$$
$$= 100 \sin x - 13,9 \sin 3x - 19,3 \sin 5x + 1 \sin 7x.$$

Es kann nun der Mittelwert, der Effektivwert und der Maximalwert der Feldkurve aus der Formel für B_x in einfacher Weise mittelt werden. Es ist nämlich

$$B_{mitt} = \frac{1}{\pi}\int_0^{x=\pi} B_x \, dx = \frac{2}{\pi}\left(B_1 + \frac{1}{3} B_3 + \frac{1}{5} B_5 + \frac{1}{7} B_7\right) \quad (42)$$

$$B_{eff} = \sqrt{\frac{1}{\pi}\int_0^{x=\pi} B_x^2 \, dx} = \sqrt{\frac{1}{2}(B_1^2 + B_3^2 + B_5^2 + B_7^2)} \quad (43)$$

nd

$$B_{max} = (B_x)_{x=\frac{\pi}{2}} = B_1 - B_3 + B_5 - B_7 \; . \; . \; . \; . \; . \; . \; . \quad (44)$$

In Fig. 336 sind die Feldkurve, die im vorhergehenden als Beispiel benutzt worden ist, und ihre Harmonischen aufgezeichnet.

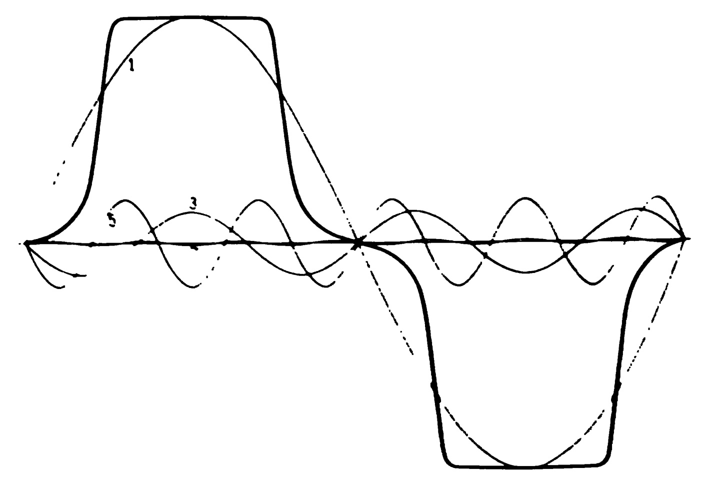


Fig. 336. Zerlegung einer Feldkurve in ihre Harmonischen.

Durch Planimetrieren der Feldkurve ergab sich als Mittelwert der Feldstärke $B_{mitt} = 58,65$, während man nach der Formel

$$B_{mitt} = \frac{2}{\pi} [illegible] + \frac{1}{3} [illegible] - \frac{1}{5} 19,3 - \frac{1}{7} 1 = 58,5$$

[illegible]

auigkeit, die man mit den obigen vier Gliedern erreicht, eine praktische Zwecke vollständig genügende ist.

34. Verschiedene Polformen und ihre Faktoren.

Nachdem nun die Berechnungsweise der Feldkurve, ihrer Fakn und Harmonischen bekannt ist, werden wir diese Werte für am häufigsten vorkommenden Polkonstruktionen berechnen. Die te können als Anhaltspunkt sowohl für praktische wie für mehr retische Berechnungen dienen.

Auf die Form der Feldkurve hat das Verhältnis Polbogen b h Abstand zweier Polmitten τ (bezw. 2τ bei Gleichpolmaschinen) größten Einfluß; dieses Verhältnis bezeichnen wir mit α und wir den finden, daß es bei den Wechselpoltypen kleiner ist als α_i, rend es bei den Gleichpoltypen beinahe immer größer ausfallen l. Ferner ist noch das Verhältnis zwischen dem Luftzwischenne δ und dem Polbogen b, das Verhältnis zwischen Polschuhe und Polbogen und die Größe der Abrundung der Polschuhen von Einfluß. Für die im folgenden betrachteten Polanordgen ist das Verhältnis zwischen der Polschuhhöhe und dem ogen überall gleich $^1/_5$ und das Verhältnis zwischen dem mmungsradius der Polschuhecken und der Polschuhhöhe gleich gesetzt. Der Armaturdurchmesser wurde gleich unendlich und Länge der Polschuhe doppelt so groß wie die Polbogen anommen.

Für das Verhältnis $\frac{\delta}{b} = \frac{1}{25}$, entsprechend 8 mm Luftzwischenn bei 20 cm Polbogen, sind die Feldkurven einer Wechselpoltype der genaueren vereinfachten Berechnungsmethode[1]) für die veredenen Werte $\alpha = 0,75$, $0,65$, $0,55$, $0,45$ und $0,35$ berechnet und ezeichnet worden; außerdem ist noch, um den Einfluß von δ bei stantem Verhältnis $\alpha = 0,55$ zu zeigen, für $\frac{\delta}{b} = \frac{1}{16,6}$, $\frac{1}{25}$ und die Feldkurve bei der Wechselpoltype berechnet worden.

Bei den Gleichpoltypen, wo man kleinere Lufträume verwendet, den die Feldkurven berechnet erstens für $\frac{\delta}{b} = \frac{1}{50}$ und $\alpha = 0,5$, , 0,4 und 0,35 und zweitens für $\alpha = 0,45$ und $\frac{\delta}{b} = \frac{1}{50}$ $\frac{1}{25}$.

[1]) Diese Methode ist im Anhange beschrieben.

Die so erhaltenen Feldkurven der Wechselpoltype sind alsdann in ihre Harmonischen zerlegt worden, während sie bei den Gleichpoltypen benutzt worden sind, um die ΔB_x-Kurven zu konstruieren, welch letztere dann ebenfalls in ihre Harmonischen aufgelöst wurden.

In der untenstehenden Tabelle sind die ermittelten Werte eingetragen. Da die in Einlochwicklungen mit $y = \tau$ induzierte EMK dieselbe Kurvenform erhält wie die Feldstärke, so gilt die Tabelle auch für EMK-Kurven der Einlochwicklungen. f_B ist gleichzeitig der Formfaktor der Feldkurve und der EMK-Kurve einer Phase der Einlochwicklungen. α_i ist der Füllungsfaktor.

Feldkurven und ihre Faktoren.

	Wechselpoltype							Gleichpoltype			
δ	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
b	25	25	16,6	25	50	25	25	50	50	25	50
α	0,75	0,65	0,55	0,55	0,55	0,45	0,35	0,5	0,45	0,45	0,4
α_i	0,773	0,682	0,604	0,587	0,552	0,486	0,382	0,447	0,428	0,424	[illegible]
f_B	1,097	1,158	1,215	1,235	1,280	1,358	1,530	1,020	1,042	1,053	[illegible]
$f_B \alpha_i$	0,85	0,79	0,73	0,72	0,71	0,66	0,58	0,46	0,45	0,45	0,42
$f = \frac{B_{max}}{B_{mitt}}$	1,18	1,26	1,36	1,37	1,42	1,52	1,71	1,08	1,11	1,11	[illegible]
B_1	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100
B_3	+ 15,8	+ 2,3	− 11,7	− 13,9	− 22,5	− 34,2	− 56,0	+ 28,7	+ 25,3	+ 26,0	+ [illegible]
B_5	− 3,4	− 14,5	− 17,3	− 19,3	− 19,8	− 12,8	+ 7,7	+ 14,0	+ 9,2	+ 10,5	− [illegible]
B_7	− 8,5	− 8,7	− 0,25	− 1,0	− 5,7	+ 14,0	+ 15,5	+ 7,6	+ 0,77	+ 3,5	− [illegible]

Mittels dieser Tabelle kann folgende Aufgabe gelöst werden: Es sei eine Armatur mit Einlochwicklung vorhanden und es ist diejenige Polform zu bestimmen, deren Feld die größtmögliche EMK in der vorhandenen Wicklung induziert. Wir setzen voraus, daß auch B_l gegeben sei, weil man mit der Zahnsättigung nicht beliebig hoch gehen kann. Man kann also zur Beantwortung der Frage die beiden Formeln

$$E = f_B E_{mitt} = 4 f_B c w \Phi 10^{-8} \text{ Volt}$$

und

$$\Phi = B_l \tau l_i \alpha_i$$

benützen. Es folgt hieraus

$$E = 4 f_B \alpha_i c w B_l \tau l_i 10^{-8} \text{ Volt}$$
$$= \text{Konst.}\, f_B \alpha_i .$$

Da die induzierte EMK ihr Maximum besitzt, wenn $f_B \alpha_i$ am größten ist, so ist das Produkt $f_B \alpha_i$ für die verschiedenen Polanordnungen in der obigen Tabelle zusammengestellt.

Aus dieser sieht man, daß ein Wechselfeld mit breiten Polschuhen in dieser Hinsicht das günstigste ist. Ein großer Füllungsfaktor α_i bewirkt einen großen Kraftfluß Φ und dadurch eine gedrungene Maschine mit viel Eisen und wenig Kupfer. Hier kommt aber noch eine Sache in Frage, nämlich die Feldstreuung, und bei gleichem Polbogen wird diese um so größer sein, je größer α_i gewählt wird; deswegen geht man mit α nicht über eine gewisse Grenze hinaus. Ferner ist zu bemerken, daß ein großes ebenso wie ein kleines α_i große Oberfelder zur Folge hat, die bei verteilten Wicklungen, wie es später gezeigt werden soll, fast keine EMKe induzieren, so daß der gesamte Kraftfluß nicht nützlich wirken kann. Bei verteilten Wicklungen bewirkt eine Vergrößerung des Füllungsfaktors somit nicht eine entsprechende Erhöhung der induzierten EMK; aber trotzdem werden die Eisenverluste durch den größeren Kraftfluß erhöht.

Da man heutzutage fast allgemein verteilte Wicklungen, entweder Mehrlochwicklungen oder aufgeschnittene Gleichstromwicklungen, anwendet, so ist beim Entwurf der Polschuhe darauf zu achten, daß alle Oberfelder, die nur einen mehr oder weniger schädlichen Kraftfluß liefern, möglichst klein ausfallen; gleichzeitig soll der Kraftfluß Φ bei gegebener maximaler Luftinduktion B_l möglichst groß werden. Diese beiden Forderungen widersprechen sich zum Teil; man muß deswegen einen Mittelweg einschlagen und gelangt zu dem folgenden Schluß: *Den Polschuhen ist eine solche Form zu geben, daß die Feldkurve sich der Sinuskurve möglichst anschmiegt, ohne daß dadurch ihr oberer Teil zu sehr abgerundet wird.*

35. Entwurf der Polschuhform.

Um einen Polschuh zu konstruieren, der die obigen Forderungen, großen Füllungsfaktor und kleine Oberfelder, erfüllt, zeichnet man zuerst eine Sinuskurve auf. Alsdann entwirft man eine Feldkurve, wie die in Fig. 337 dargestellte, die sich der Sinuskurve möglichst anschmiegt, ohne jedoch einen so großen Maximalwert wie diese zu besitzen.

Von dieser gewünschten Feldkurve gelangt man zu der Polschuhform, indem man sich erinnert, daß die MMK für Luft und Zähne überall dieselbe ist. Unter der Mitte des Polschuhes hat man die MMK

$$0{,}8 k_1 \delta B_l + \frac{1}{2} AW_z = 0{,}8 k_1 k_z \delta B_l,$$

wo k_z das auf S. 237 (Gleichung 28) erwähnte Verhältnis

$$k_z = 1 + \frac{AW_z}{1{,}6 k_1 \delta B_l}$$

bedeutet. Unter den Polecken, wo die Zahnsättigung klein ist und k_1 fast gleich 1 gesetzt werden kann, ist die MMK gleich $0{,}8 \delta_a B_a$. Da nun diese beiden MMKe gleich sein müssen, so wird

$$0{,}8 \delta_a B_a = 0{,}8 k_1 k_z \delta B_l$$

oder

$$\delta_a = k_1 k_z \delta \frac{B_l}{B_a} \quad \ldots \ldots \quad (45)$$

Aus der Feldkurve und den vorläufigen Dimensionen des Luftspaltes und der Zähne sind B_l, B_a, δ und AW_z bekannt, so daß δ_a berechnet werden kann. Nehmen wir vorläufig hier einen glatten

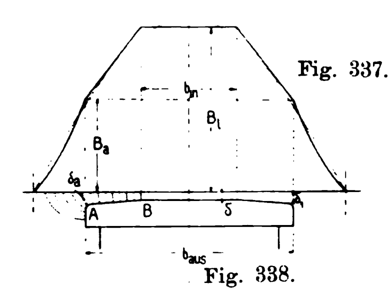


Fig. 337.

Fig. 338.

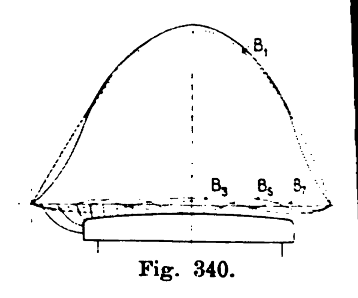


Fig. 340.

Fig. 339.

Anker, bei welchem $k_1 = 1$ und $k_z = 1$ ist, an, so erhält man die in Fig. 338 gezeichnete Polschuhform. Bei dieser sind die Punkte A und B durch eine geradlinige Strecke miteinander verbunden. Mittels dieser Polschuhform berechnet man nun nach dem genaueren Verfahren die Feldkurve und gelangt zu der in Fig. 339 aufgezeichneten Feldkurve, die fast mit der in Fig. 337 angenommenen übereinstimmt.

Die in dieser Weise erhaltene Feldkurve löst man in ihre Harmonischen auf, wodurch sich die in der Fig. 339 eingezeichneten Felder ergeben. Diese haben die Amplituden:

$$B_1 = +100$$
$$B_3 = -1{,}64$$
$$B_5 = -5{,}86$$
$$B_7 = -1{,}07$$

besitzen den Formfaktor $f_B = 1{,}135$

den Füllungsfaktor $\alpha_i = 0{,}65$

$$f_B \cdot \alpha_i = 0{,}738\,,$$

ıer Wert als sehr günstig zu betrachten ist. Wie aus der 338 zu ersehen ist, wird er erreicht, wenn $\delta_1 = 1{,}5\,\delta$, $= 0{,}667\,\tau$ und $b_{in} = 0{,}31\,\tau$ gewählt wird. Dies gilt nur für glatte ır oder Anker mit geringen Zahnsättigungen. Hat man da- n eine Armatur mit stark gesättigten Zähnen, so kann allgemein zt werden:

$$\boldsymbol{\delta_a = 1{,}5\,k_1\,k_s\,\delta;\qquad b_{aus} = 0{,}667\,\tau;\qquad b_{in} = 0{,}31\,\tau.} \qquad (46)$$

Man kann natürlich auch mit anderen Polschuhformen ganz tige Resultate erreichen; z. B. erhält man mit der in Fig. 340

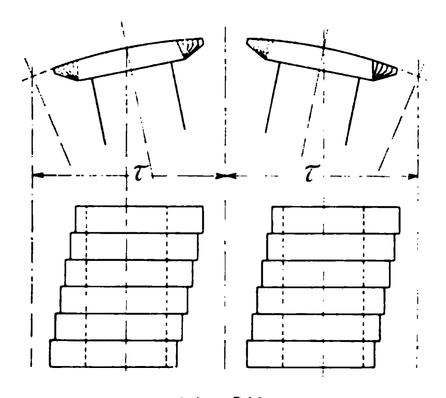


Fig. 341.

ɘstellten, exzentrisch abgedrehten Polschuhform eine Feldkurve, ler Sinuskurve gleich nahe liegt, wie die Feldkurve Fig. 339. diese abgerundete Feldkurve erhält man folgende Felder:

$$B_1 = +100$$
$$B_3 = -5{,}17$$
$$B_5 = -4{,}7$$
$$B_7 = -2{,}7$$

den Formfaktor $f_B = 1,13$

den Füllungsfaktor $\alpha_i = 0,61$

und $f_B \alpha_i = 0,689$.

Wie zu erwarten war, ist $f_B \alpha_i$ hier kleiner als bei dem schuh Fig. 338; die Oberfelder sind aber fast gleich groß, so die erste Polschuhform der letzteren vorzuziehen ist. Um die (felder noch mehr zu verkleinern, was bei Einlochwicklungen Vorteil sein kann, werden z. B. von der **Maschinenfabrik Örli** schräg gestellte Polschuhe (Fig. 341) angewandt, auf die wir nächsten Kapitel zurückkommen werden.

Zwölftes Kapitel.

e in der Wicklung einer Synchronmaschine induzierte EMK.

36. Die in einer Einlochwicklung induzierte EMK.

m die in der Wicklung einer Synchronmaschine induzierte analytisch berechnen zu können, lösen wir die Feldkurve in larmonischen auf, d. h. in das Grundfeld und in die Ober- Bewegt sich das Feldsystem relativ zum Anker, so be- sich Grundfeld und Oberfelder mit derselben Geschwindigkeit des Ankerumfanges und induzieren in der Ankerwicklung von verschiedener Periodenzahl, denn der Kraftfluß des Oberfeldes, welches 2ν-polig ist, variiert mit der ν-fachen Ge- digkeit des Grundfeldes. —

Vie früher erwähnt, ist die von einem Felde in der Wicklung erte EMK

$$e = -\frac{d\Sigma(\Phi \cdot w)}{dt}$$

Φw die Anzahl der Kraftröhrenverkettungen der Felder mit cklung in irgend einem Momente darstellt.

urchsetzt der Kraftfluß Φ alle w Windungen, so kann man chreiben

$$e = -w\frac{d\Phi}{dt}$$

und der Mittelwert der EMK, die von einem periodisch sich ändernden Kraftfluß mit dem Maximalwert Φ induziert wird, ist (siehe S. 234 Gl. 18.)

$$E_{mitt} = 4\, c\, w\, \Phi\, 10^{-8} \text{ Volt} \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (47)$$

Die effektive EMK ist

$$E = 4\, f_E\, c\, w\, \Phi\, 10^{-8} \text{ Volt} \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (48)$$

Wir beginnen wiederum mit der Betrachtung einer Einlochwicklung. Bei dieser sind alle Windungen pro Pol in einem Loch gelagert.

Aus der Figur 330 ergibt sich die Variation des Kraftflusses während eines Zeitelementes dt zu

$$d\,\Phi_x = -(B_x - B_x')\, l_i\, v\, dt,$$

also

$$e = -w \frac{d\,\Phi_x}{dt} = (B_x - B_x')\, w\, l_i\, v\, 10^{-8} \text{ Volt}.$$

Hierin ist l_i die ideelle Länge des Ankereisens in cm und v die Geschwindigkeit des Magnetfeldes in cm/sek relativ zur Wicklung.

In einem Drahte von der Länge l_i wird eine EMK

$$= B_x \cdot l_i \cdot v \cdot 10^{-8} \text{ Volt} = \text{Konstante} \times B_x$$

induziert, wobei B_x die Feldstärke an der Stelle bezeichnet, wo sich der Draht in dem betrachteten Momente gerade befindet. Jedes Feld induziert also in jedem Drahte einer Wicklung eine EMK von derselben Form wie die Feldkurve.

Liegen die zwei Seiten einer Windung um eine Polteilung $y = \tau$ auseinander, so ist

$$-B_x' = B_x,$$

und es werden die in beiden Seiten induzierten EMKe von gleicher Amplitude und gleicher Phase. Wir erhalten als momentane induzierte EMK von w Windungen

$$e = 2 B_x\, w\, l_i\, v\, 10^{-8} \text{ Volt} \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (49)$$

Der Formfaktor der in einer Einlochwicklung induzierten EMK, deren Spulenweite gleich der Polteilung ist, wird, wie früher (Seite 235) gezeigt, gleich dem Formfaktor f_B der Feldkurve oder bei Gleichpolmaschinen gleich dem Formfaktor der ΔB_x-Kurve.

Die in der Einlochwicklung ($y = \tau$) induzierte effektive EMK wird somit gleich

$$E = 4\, f_B\, c\, w\, \Phi\, 10^{-8} \text{ Volt} \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (50)$$

Die Amplitude der in einer Spule induzierten EMK wird nach Formel (49)

$$E_{max} = 2 B_l w l_i v \, 10^{-8}$$

und da, wie früher S. 234 Gl. (19) gezeigt,

$$E = f_B E_{mitt} = f_B \alpha_i E_{max}$$

so wird

$$E = 2 f_B \alpha_i w B_l l_i v \, 10^{-8} \text{ Volt.}$$

Bei Ringankern ist der maximale Kraftfluß, der eine Windung durchsetzt, halb so groß wie bei Trommelankern, so daß hier

$$\Phi = \frac{\alpha_i}{2} B_l l_i \tau$$

und die in w Windungen oder w Spulenseiten induzierte EMK

$$E = f_B \alpha_i w B_l l_i v \, 10^{-8}.$$

Es ist somit allgemein die pro Draht induzierte effektive EMK

$$\boldsymbol{E_s = f_B \alpha_i B_l l_i v \, 10^{-8}} \text{ Volt} \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (51)$$

Das νte Oberfeld induziert eine EMK von der Periodenzahl

$$c_\nu = \frac{\nu p n}{60} = \nu c.$$

Da die EMK-Kurve einer Windung dieselbe Form hat wie die Feldkurve, so ergeben sich die Harmonischen der EMK-Kurve direkt aus den Harmonischen der Feldkurve. Es wird die Amplitude der Grundwelle

$$E_1 = 2 w B_1 l_i v \, 10^{-8} \text{ Volt,}$$

die der dritten Oberwelle

$$E_3 = 2 w B_3 l_i v \, 10^{-8} \text{ Volt,} \qquad . \quad (52)$$

die der fünften Oberwelle

$$E_5 = 2 w B_5 l_i v \, 10^{-8} \text{ Volt u. s. f.}$$

Die hier gegebenen Formeln haben nur für Einlochwicklungen mit $y = \tau$ Gültigkeit, denn nur bei diesen liegen sämtliche Spulenseiten derselben Phase in demselben Felde.

Betrachtet man eine Einlochwicklung, deren Spulenweite y kleiner oder größer als die Polteilung ist, so wird in dieser eine EMK induziert, deren Momentanwert gleich

$$e = w (B_x - B_x') l_i v \, 10^{-8}$$
$$= \text{Konstante} (B_x - B_x')$$

ist. Um die in einer solchen Wicklung induzierte EMK z
stimmen, muß man, da B_x von $-B_x'$ verschieden ist, die in t
Spulenseiten induzierten EMKe superponieren, was am einfa
geschieht, indem man den Wert $(B_x - B_x')$ graphisch erm
Man zeichnet zwei Feldkurven (Fig. 342) von derselben Form
um die Spulenweite y gegeneinander verschoben sind, auf.
Ordinatenabschnitte der schraffierten Fläche zwischen den b

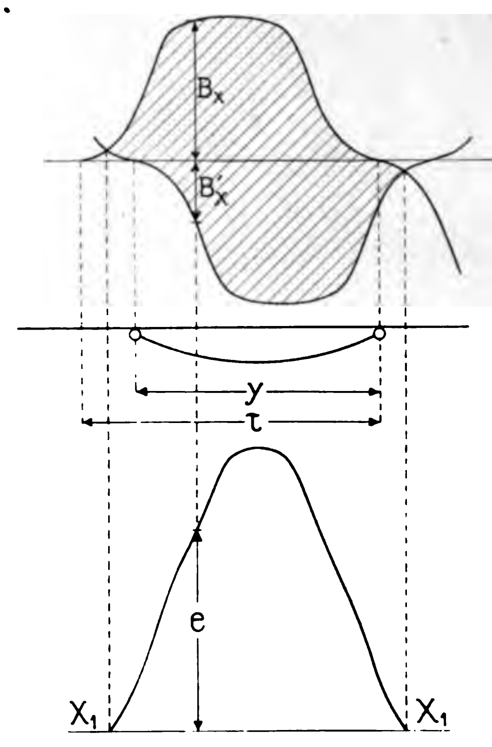


Fig. 342. Ermittlung der EMK-Kurve einer Einlochwicklung mit S
weite $y < \tau$.

Kurven geben uns dann ein Maß für $(B_x - B_x')$. Tragen wi
Ordinatenwerte von der Achse $X_1 X_1$ ab, so erhalten wir di
Kurve e, woraus die effektive EMK berechnet werden kan
eine Einlochwicklung mit einer, von der Polteilung versch
Spulenweite, gilt daher die Formel (50) nicht mehr. Wir
deswegen hier die allgemeine Formel, die im Abschnitt 37
Mehrlochwicklung abgeleitet werden soll,

$$E = 4 f_B f_w c w \Phi 10^{-8} = 4 k c w \Phi 10^{-8} \text{ Volt} \quad . \quad ($$

anwenden. Hierin ist Φ gleich dem Flächeninhalt, den die Feldkurve $a\,c\,d\,b$ (Fig. 343) mit der Abszissenachse $X\,X$ einschließt, und stellt den maximalen Kraftfluß dar, der in eine Windung mit der Weite $y=\tau$ eintritt.

Machen wir $y<\tau$, so wird der maximale Kraftfluß, der in die Fläche der Windung eintritt, kleiner als Φ, und machen wir $y>\tau$, so tritt gleichzeitig mit Φ noch Kraftfluß entgegengesetzter Polarität in die Fläche der Windung ein, so daß der wirksame Kraftfluß ebenfalls kleiner als Φ wird. Es ist somit gleichgültig, ob y um einen gewissen Betrag größer oder kleiner als τ ist, wir erhalten in beiden Fällen dieselbe Verminderung des wirksamen Kraftflusses und dieselbe Kurvenform der EMK.

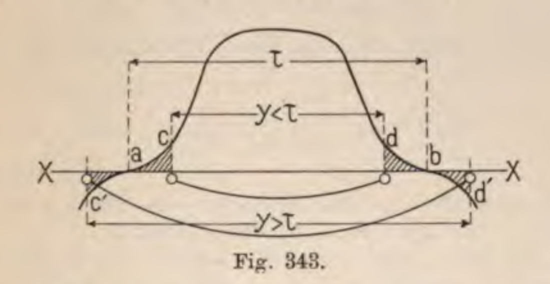


Fig. 343.

Für $y=\tau$ ist die in einer Windung induzierte EMK gleich der Summe der in beiden Seiten induzierten EMKe, also gleich $2\,E_s$. Setzen wir

$$\frac{E}{2\,E_s}=f_w \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (54)$$

wo E die resultierende EMK, so ist für $y \gtrless \tau$ $E<2E_s$ und $f_w<1$.

Wir nennen f_w den Wicklungsfaktor der Einlochwicklung; dieser wird durch Ermittlung des Effektivwertes E der EMK-Kurve und des Effektivwertes E_s der Feldkurve bestimmt.

Zu den Wicklungen mit $y \gtrless \tau$ gehören die dreiphasigen Wicklungen mit ungekreuzten kurzen Spulen für Zackenarmaturen. Sie werden jedoch wenig gebraucht und es ist deswegen hier nur nötig, zu erwähnen, daß die in diesen Wicklungen induzierten EMKe in Bezug auf die Abszissenachse so lange symmetrisch sind, als die Wechselfelder es auch sind. Werden dagegen solche Spulen in einem Gleichpolfelde oder in einem unsymmetrischen Wechselpolfelde (z. B. in dem Felde einer Folgepolmaschine) bewegt, so wird in jeder Spule eine EMK induziert, deren Kurve in Bezug auf die Abszissenachse unsymmetrisch ist, was man leicht aus der Fig. 344 sieht, die die Konstruktion der EMK-Kurve für eine Windung mit

$y < \tau$ zeigt. Die untere Feldkurve ist entsprechend der Fig. 342 um y gegen die obere verschoben.

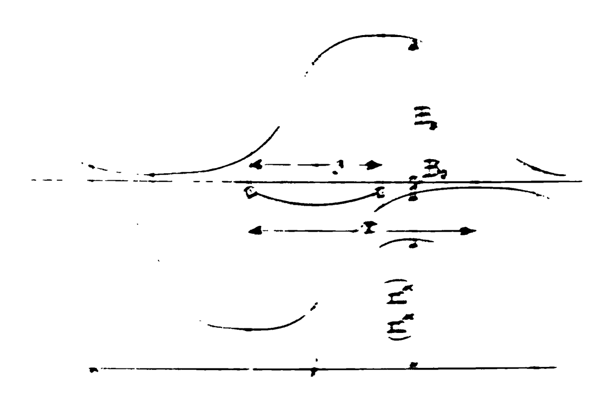


Fig. 344. Konstruktion der EMK-Kurve für eine Windung mit der Weite $y < \tau$ in einem Gleichpolfelde.

37. Induzierte EMK einer Mehrlochwicklung.

Bei den Mehrlochwicklungen und verteilten Wicklungen liegen die Spulenseiten derselben Phase in verschiedenen Feldern. In jedem Stabe wird eine EMK induziert, deren Kurvenform mit derjenigen des Feldes übereinstimmt, aber diese EMKe sind nicht in Phase miteinander, so daß man die resultierende effektive EMK E besonders ausrechnen muß.

Die Formel

$$E = f_B \cdot E_{mitt} = 4 f_B c w \Phi 10^{-8}$$

gilt für Mehrlochwicklungen nicht; denn entweder ist das Maximum des Kraftflusses Φ für die einzelnen Windungen verschieden oder es tritt nicht für alle Windungen in demselben Momente auf. Eine Wicklung der ersten Art ist jedoch immer äquivalent einer solchen der zweiten Art und kann also durch eine solche ersetzt werden, wie gleich gezeigt werden soll.

Der Effektivwert der in einer einzelnen Windung induzierten EMK ist zwar in beiden Fällen derselbe

$$2 E_t = 4 \cdot f_B \cdot c \cdot \Phi \cdot 10^{-8} \text{ Volt.}$$

Da jedoch die induzierten EMKe der einzelnen Windungen bei einer Mehrlochwicklung nicht in Phase sind, ist die resultierende

MK E kleiner als die EMK, die man erhalten würde, wenn man ie in einem Stab induzierte EMK E_s mit der Zahl der in Serie eschalteten Stäbe $2w$ multipliziert.

Das Verhältnis

$$\frac{E}{2\,w\cdot E_s}=f_w \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (55)$$

in erster Linie abhängig von der Art der Wicklung und in eiter Linie ganz wenig abhängig von der Feldkurve. Wir beichnen es deswegen als **Wicklungsfaktor** der Mehrlochwicklung d dieser wird stets kleiner wie 1.

Wir erhalten nun

$$E=f_w\cdot 2\,w\cdot E_s \quad \text{oder}$$

$$\boldsymbol{E=4\cdot f_B\cdot f_w\cdot c\cdot w\cdot \Phi\cdot 10^{-8}=4\cdot k\cdot c\cdot w\cdot \Phi\cdot 10^{-8}\ \text{Volt}} \quad (56)$$

Diese Formel und

$$E=2\cdot k\cdot \alpha_i\cdot w\cdot B_l\cdot l_i\cdot v\cdot 10^{-8}\ \text{Volt} \quad . \quad . \quad . \quad (57)$$

lten allgemein;

$$k=f_B\cdot f_w \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (58)$$

ißt man den **EMK-Faktor** der Maschine, weil bei gegebenem aftfluß Φ, Windungszahl w und Periodenzahl c die Größe der ektiven EMK allein von diesem Faktor abhängt.[1])

Um die EMK-Kurve einer Phase zu erhalten, kann man die omentanwerte der in den einzelnen Spulenseiten induzierten EMKe dieren. Als Beispiel kann eine **Vierloch-Einphasenwicklung** ner **Wechselpolmaschine** dienen, deren Bleche sechs Löcher o Pol besitzen. Diese Wicklung ist in vier Löchern pro Pol tergebracht und in allen Löchern befinden sich gleich viel ähte. Wie die Spulen ausgeführt sind, ist ganz gleichgültig, da resultierende EMK unabhängig von der Reihenfolge ist, in r die einzelnen Spulenseiten miteinander verbunden werden. Gewöhnlich führt man die Spulen so aus, wie Fig. 345 zeigt. Diese ulen lassen sich aber durch die punktiert eingezeichneten ersetzen, alle eine Spulenweite gleich der Polteilung besitzen. In jeder der satzspulen wird eine EMK von der Form der Feldkurve induziert; Phasen dieser EMKe sind gegeneinander verschoben und zwar die Zeit, welche das Magnetsystem nötig hat, sich um eine chdistanz gegenüber dem Anker zu verschieben. — Man braucht

[1]) Der Faktor k wurde von G. **Kapp** in die Rechnung eingeführt, er d deshalb auch als **Kappscher** Faktor bezeichnet. Der **Verfasser** zert den Faktor k in den Formfaktor und den Wicklungsfaktor, wodurch seine hängigkeit von den Abmessungen der Pole, der Art der Wicklung u. s. f. atlicher wird.

also nur vier Feldkurven, deren Abszissenachse AB ist und die um eine Lochdistanz gegeneinander verschoben sind, zu superponieren, um die resultierende EMK-Kurve e, Fig. 345, zu erhalten. Der Effektivwert E dieser EMK-Kurve läßt sich, wie auf S. 240, Fig. 334, gezeigt, in gewöhnlicher Weise durch Quadrieren oder nach der Methode von Fleming ermitteln.

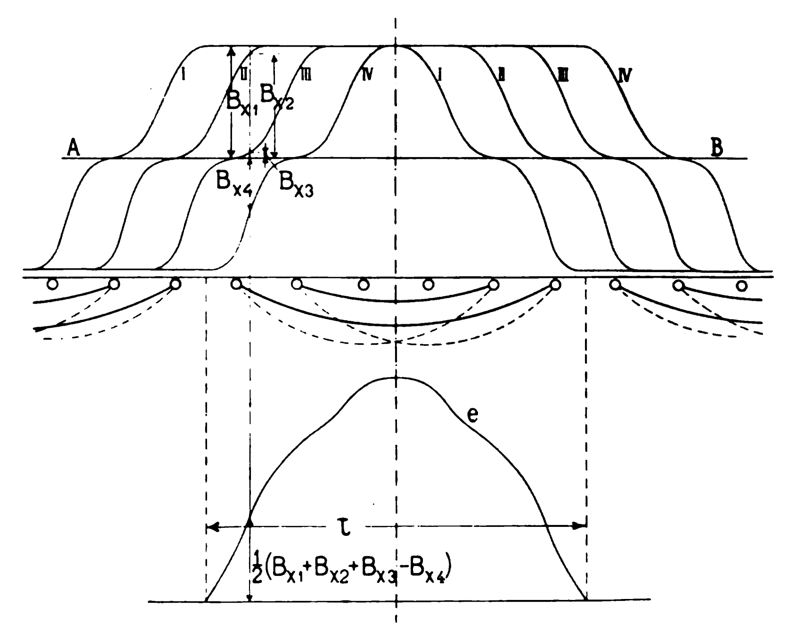


Fig. 345. Ermittlung der EMK-Kurve einer Einphasen-Vierlochwicklung einer Wechselpolmaschine mit 6 Löchern pro Pol.

Die in dem Drahte eines Loches induzierte effektive EMK E_s läßt sich auf dieselbe Weise finden, indem man eine der Feldkurven (I — I oder II — II) als EMK-Kurve benützt.

Der Wicklungsfaktor wird dann

$$f_w = \frac{E}{4 \cdot E_s}.$$

Als zweites Beispiel betrachten wir eine Dreiphasen-Zweilochwicklung einer Gleichpolmaschine. Die in den Seiten einer Spule induzierten EMKe sind einander nicht gleich, weshalb wir eine ganze Spule in Betracht ziehen müssen.

Wir superponieren zuerst die EMKe von zwei Spulenseiten, die um eine Polteilung auseinanderliegen, indem wir zwei Feldkurven um τ gegeneinander verschieben, und erhalten so (Fig. 346) die ΔB_x-Kurve.

Nun superponieren wir die in allen vier Spulenseiten induzierten EMKe oder die vier Feldkurven 1 bis 4, wobei 1 gegen 2 und 3 gegen 4 um eine Lochteilung verschoben sind. Der Momentanwert der EMK wird

$$e = \text{prop}\,(B_{x1} + B_{x2} - B'_{x1} - B'_{x2}).$$

Fig. 346. Ermittlung der EMK-Kurve einer Dreiphasen-Zweilochwicklung einer Gleichpolmaschine.

Aus der e-Kurve bestimmen wir nun den Effektivwert E und aus der ΔB_x-Kurve den Effektivwert E_s. Es wird dann der Wicklungsfaktor

$$f_w = \frac{E}{2\,E_s}.$$

38. Die Harmonischen der EMK-Kurve und ihre Wicklungsfaktoren.

Wir haben gesehen, daß in jedem Draht eine EMK induziert wird, deren Kurvenform mit derjenigen des Feldes übereinstimmt. Die in einem Drahte induzierte EMK erhält also dieselben Harmonischen wie die Feldkurve. — Ist die Wicklung eine Mehrloch-

wicklung oder eine verteilte Wicklung, so sind nicht alle Grund-EMKe in Phase miteinander, sondern sie sind zeitlich verschoben, so daß ihre Effektivwerte nicht algebraisch, sondern geometrisch addiert werden müssen. Das Verhältnis zwischen der geometrischen Summe und der algebraischen Summe der Grund-EMKe ist eine Zahl kleiner als 1. Es ist nur abhängig von der Art der Wicklung, weil diese Grund-EMKe von dem sinusförmigen Grundfelde induziert werden. Das Verhältnis der beiden EMKe ist somit nichts anderes als der Wicklungsfaktor des Grundfeldes, den wir mit f_{w1} bezeichnen wollen. Das für die Grundwelle gesagte gilt auch für die Oberwellen, nur erhalten wir für diese andere Wicklungsfaktoren, die wir mit f_{w3}, f_{w5}, f_{w7} u. s. w. bezeichnen.

Betrachten wir zuerst eine Einphasen-Zweilochwicklung, bei welcher die Löcher um α Grad auseinander liegen, so wird in der einen Spule die EMK

$$e_I = \sqrt{2}\, E_{s1} \sin \omega t + \sqrt{2}\, E_{s3} \sin 3\omega t + \sqrt{2}\, E_{s5} \sin 5\omega t + \dots$$

und in der um α Grad verschobenen Spule die EMK

$$e_{II} = \sqrt{2}\, E_{s1} \sin (\omega t - \alpha) + \sqrt{2}\, E_{s3} \sin 3(\omega t - \alpha)$$
$$+ \sqrt{2}\, E_{s5} \sin 5(\omega t - \alpha) + \dots$$

induziert. Weil die Feldkurve bei Leerlauf in bezug auf die maximale Ordinate symmetrisch ist, sind nur ungerade Oberfelder vorhanden. Die Grundwellen der beiden EMKe sind um α gegeneinander verschoben, die der dritten Harmonischen dagegen um 3α, die [illegible]

[illegible]

$$[illegible] \qquad (59)$$

[illegible]

$$[illegible] \qquad (60)$$

[illegible]

$$E_5 = 2\,E_{s,5} \cos\frac{5\alpha}{2} \quad \text{und} \quad E_7 = 2\,E_{s,7} \cos\frac{7\alpha}{2}.$$

$$f_{w,1} = \frac{E_1}{2\,E_{s,1}} = \cos\frac{\alpha}{2}, \qquad f_{w,3} = \frac{E_3}{2\,E_{s,3}} = \cos\frac{3\alpha}{2},$$

$$f_{w,5} = \frac{E_5}{2\,E_{s,5}} = \cos\frac{5\alpha}{2} \quad \text{und} \quad f_{w,7} = \frac{E_7}{2\,E_{s,7}} = \cos\frac{7\alpha}{2}$$

d die **Wicklungsfaktoren** der einzelnen Harmonischen einer eilochwicklung.

Hat man eine Wicklung mit q Löchern pro Pol und Phase, so nn man allgemein schreiben

$$= q\sqrt{2}\left(E_{s,1} f_{w,1} \sin\omega t' + E_{s,3} f_{w,3} \sin 3\,\omega t' + E_{s,5} f_{w,5} \sin 5\,\omega t' + \ldots\right) \tag{61}$$

lem man die Wicklungsfaktoren $f_{w,1}$, $_{,3}$, $f_{w,5}$ u. s. w. entsprechend berechn, wie im folgenden gezeigt ist.

Da alle Sinusgrößen durch Radiiktoren dargestellt und als solche adert werden können, kann man die icklungsfaktoren graphisch ermitteln. ir **Zweilochwicklungen** z. B. setzt an (vergl. Fig. 347) die zwei Vekren $E_{s,1}$ unter dem Winkel α zummen und erhält

$$f_{w,1} = \frac{\overline{AC}}{\overline{AB} + \overline{BC}} = \cos\frac{\alpha}{2}$$

Fig. 347a. Fig. 347b.

ıd für die dritte Harmonische

$$f_{w,3} = \frac{\overline{DF}}{\overline{DE} + \overline{EF}} = \cos\frac{3\alpha}{2}.$$

In ähnlicher Weise erhält man für eine Vierlochwicklung (siehe g. 348)

$$f_{w1} = \frac{\overline{AE}}{\overline{AB} + \overline{BC} + \overline{CD} + \overline{DE}}$$

$$f_{w3} = \frac{\overline{FK}}{\overline{FG} + \overline{GH} + \overline{HJ} + \overline{JK}} \quad \text{u. s. w.}$$

Ganz allgemein können wir die Wicklungsfaktoren der EMKe ırch die im folgenden entwickelten Formeln ausdrücken.

Haben wir eine Einphasenwicklung mit Q Löchern pro Pol, denen nur q pro Phase bewickelt sind, so ist der Lochabstand elektrischen Graden gemessen

$$\alpha = \frac{\pi}{Q}.$$

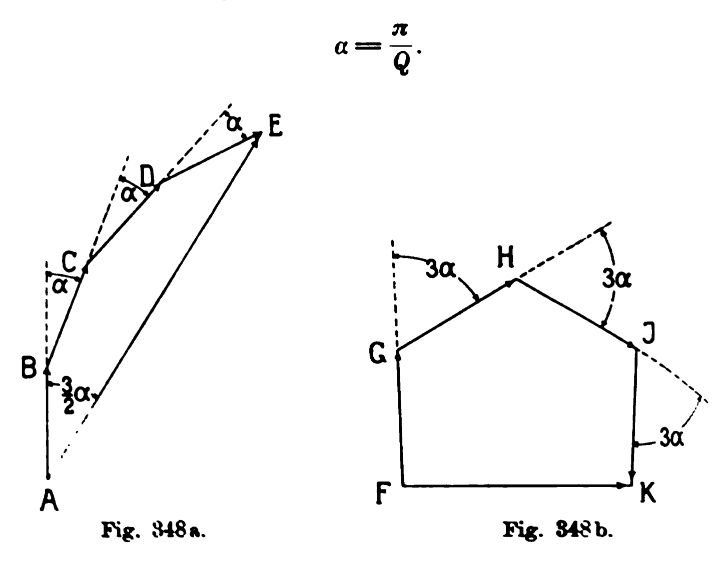


Fig. 348 a. Fig. 348 b.

Die EMKe E_s der einzelnen Spulenseiten bilden die Se eines Kreises, dessen Radius für die νte Harmonische der EMK-E

$$R = \frac{E_{s\nu}}{2 \cdot \sin \frac{\nu \cdot \alpha}{2}} \quad \text{ist.}$$

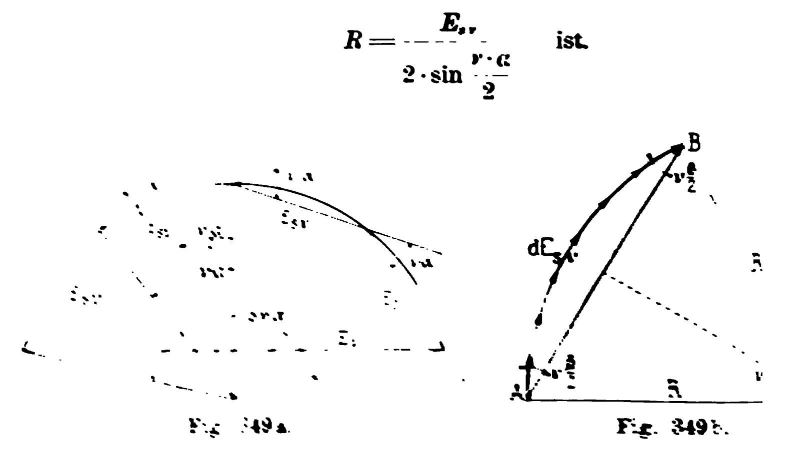


Fig. 349 a. Fig. 349 b.

Schlagen wir mit diesem Radius einen Kreis und tragen die der νten Harmonischen E_s als Sehnen ein, so entsteht für Vierlochwicklung ($q = 4$) die in Fig. 349 a dargestellte Figur die resultierende effektive EMK. Der Wicklungsfakt der νten Harmonischen wird nun

$$f_{w,\nu} = \frac{E_\nu}{q \cdot E_{s,\nu}} = \frac{\sin q \frac{\nu a}{2}}{q \cdot \sin \frac{\nu \cdot a}{2}}.$$

r indem wir $a = \frac{\pi}{Q}$ einsetzen

$$f_{w,\nu} = \frac{\sin \nu \frac{q}{Q} \cdot \frac{\pi}{2}}{q \cdot \sin \frac{\nu}{Q} \cdot \frac{\pi}{2}} \quad . \; . \; . \; . \; . \quad (62)$$

en wir $\nu = 1$, $\nu = 3$, $\nu = 5$ u. s. f., so erhalten wir die
gsfaktoren der einzelnen Harmonischen für eine Einphasen-
mit Q Löchern pro Pol, von denen q bewickelt sind:

$$\left.\begin{aligned} f_{w1} &= \frac{\sin \frac{q}{Q} \frac{\pi}{2}}{q \cdot \sin \frac{1}{Q} \cdot \frac{\pi}{2}} \\ f_{w3} &= \frac{\sin 3 \frac{q}{Q} \cdot \frac{\pi}{2}}{q \cdot \sin \frac{3}{Q} \cdot \frac{\pi}{2}} \\ f_{w5} &= \frac{\sin 5 \frac{q}{Q} \cdot \frac{\pi}{2}}{q \sin \frac{5}{Q} \frac{\pi}{2}} \quad \text{u. s. w.} \end{aligned}\right\} \quad . \; . \; . \quad (63)$$

verteilten Wicklungen geht der Linienzug des Vektor-
, Fig. 349a, in einen Kreisbogen mit dem Radius R über,
entriwinkel

$$\nu \beta = \nu \cdot \frac{S}{\tau} \cdot \pi$$

st gleich der Breite einer Spulenseite und τ gleich der
g. Man erhält für diesen Fall aus Fig. 349b die
sche Summe aller Vektoren der νten Harmonischen gleich
gen

$$\widehat{AB} = R \cdot \nu \cdot \beta$$

geometrische Summe aller Vektoren gleich der Sehne

$$\overline{AB} = 2\, R \cdot \sin \cdot \nu \frac{\beta}{2}$$

also ist der Wicklungsfaktor

$$f_{w,\nu} = \frac{E_\nu}{\Sigma E_{s,\nu}} = \frac{\text{Sehne } AB}{\text{Bogen } AB} = \frac{2\,R \sin \nu \frac{\beta}{2}}{R \cdot \nu \cdot \beta}$$

oder

$$f_{w,\nu} = \frac{\sin \nu \frac{\beta}{2}}{\frac{\nu \cdot \beta}{2}} = \frac{\sin \nu \frac{S}{\tau} \cdot \frac{\pi}{2}}{\nu \cdot \frac{S}{\tau} \cdot \frac{\pi}{2}} \quad \dots\dots \quad (64)$$

Die Wicklungsfaktoren der einzelnen Harmonischen einer verteilten Einphasenwicklung werden also

$$\left.\begin{aligned} f_{w1} &= \frac{\sin \frac{\beta}{2}}{\frac{\beta}{2}} = \frac{\sin \frac{S}{\tau} \frac{\pi}{2}}{\frac{S}{\tau} \frac{\pi}{2}} \\ f_{w3} &= \frac{\sin 3 \frac{\beta}{2}}{3 \frac{\beta}{2}} = \frac{\sin 3 \frac{S}{\tau} \frac{\pi}{2}}{3 \frac{S}{\tau} \frac{\pi}{2}} \\ f_{w5} &= \frac{\sin 5 \frac{\beta}{2}}{5 \frac{\beta}{2}} = \frac{\sin 5 \frac{S}{\tau} \frac{\pi}{2}}{5 \frac{S}{\tau} \frac{\pi}{2}} \end{aligned}\right\} \quad \dots\dots \quad (65)$$

In den folgenden Tabellen sind nun die Wicklungsfaktoren für die [illegible] Einphasenwicklungen zusammengestellt. Die erste Tabelle enthält die Wicklungsfaktoren für Lochwicklungen, während die zweite dieselben für verteilte Wicklungen angibt.

Tabelle 1.

Wicklungsfaktoren [illegible] wicklungen.

[illegible]	[illegible]	[illegible]	[illegible]	[illegible]	[illegible]	[illegible]	[illegible]	[illegible]	6
[illegible]						[illegible]	2	3	4
	[illegible]	[illegible]	[illegible]	[illegible]	[illegible]	[illegible]	[illegible]	[illegible]	0.833
	[illegible]	[illegible]	[illegible]	[illegible]	[illegible]	[illegible]	[illegible]	[illegible]	0.000
	[illegible]	[illegible]	[illegible]	[illegible]	[illegible]	[illegible]	[illegible]	[illegible]	−0,221
	[illegible]	[illegible]	[illegible]	[illegible]	[illegible]	[illegible]	[illegible]	[illegible]	0,224

l ro	6	7	7	7	7	8	8	8	8	8
der lten r l	5	2	3	4	5	2	3	4	5	6
	0,744	0,977	0,935	0,873	0,810	0,985	0,952	0,906	0,856	0,794
	−0,200	0,783	0,364	0,175	−0,071	0,833	0,590	0,319	0,069	−0,115
	0,0536	0,433	−0,0832	−0,270	−0,139	0,556	0,076	−0,212	−0,187	−0,077
	0,0536	0,000	−0,333	0,000	0,200	0,195	−0,282	−0,180	0,114	0,157

Tabelle II.

cklungsfaktoren der einphasigen verteilten Wicklungen.

0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	1
0,997	0,986	0,962	0,937	0,901	0,857	0,810	0,756	0,699	0,636
0,963	0,860	0,699	0,504	0,300	0,109	−0,047	−0,156	−0,213	−0,222
0,899	0,636	0,126	0,000	−0,180	−0,222	−0,128	0,000	0,099	0,127
0,812	0,368	−0,047	−0,216	−0,123	0,047	0,128	0,067	−0,046	−0,091

Bei den Mehrphasen-Mehrlochwicklungen ist die Loch-l q pro Pol und Phase gewöhnlich gleich

$$q = \frac{Q}{m}.$$

Man erhält daher, indem man diesen Wert in die Gleichung (63) führt, folgende Wicklungsfaktoren

$$\left.\begin{aligned} f_{w1} &= \frac{\sin \frac{\pi}{2m}}{q \sin \frac{\pi}{2qm}} \\ f_{w3} &= \frac{\sin \frac{3\pi}{2m}}{q \cdot \sin \frac{3\pi}{2qm}} \\ f_{w5} &= \frac{\sin \frac{5\pi}{2m}}{q \cdot \sin \frac{5\pi}{2qm}} \end{aligned}\right\} \quad \ldots \ldots (66)$$

Bei verteilten Mehrphasenwicklungen ist im allgemeinen $\frac{S}{\tau}=\frac{1}{m}$ wie bei den aufgeschnittenen Gleichstromwicklungen, bei denen die Wicklungen der einzelnen Phasen sich nicht überdecken. Dagegen ist bei den überdeckten Wicklungen $\frac{S}{\tau}=\frac{2}{m}$. Diese Werte sind in Gleichung (65) einzuführen.

In den folgenden zwei Tabellen sind die Wicklungsfaktoren der wichtigsten Zwei- und Dreiphasenwicklungen für die Grundwelle, die dritte, fünfte und siebente Oberwelle zusammengestellt.

Wicklungsfaktoren der Zweiphasenwicklungen.

	Lochwicklungen.					Verteilte Wicklungen
Anzahl Löcher pro Pol u. Phase $q=$	2	3	4	5	6	$\frac{S}{\tau}=\frac{1}{2}$
f_{w1}	0,924	0,91	0,906	0,904	0,903	0,901
f_{w3}	0,383	0,333	0,318	0,312	0,309	0,300
f_{w5}	− 0,383	− 0,244	− 0,213	− 0,200	− 0,194	− 0,180
f_{w7}	− 0,924	− 0,244	− 0,180	− 0,159	− 0,149	− 0,129

Wicklungsfaktoren der Dreiphasenwicklungen.

	Lochwicklungen					Verteilte Wicklungen	
Anzahl Löcher pro Pol u. Phase $q=$	2	3	4	5	6	$\frac{S}{\tau}=\frac{1}{3}$	$\frac{S}{\tau}=\frac{2}{3}$
f_{w1}	0,966	0,960	0,958	0,957	0,957	0,956	0,830
f_{w3}	0,707	0,670	0,654	0,646	0,644	0,636	0,000
f_{w5}	0,259	0,217	0,205	0,200	0,198	0,191	− 0,165
f_{w7}	− 0,259	− 0,177	− 0,158	− 0,152	− 0,145	− 0,137	0,119

Wir bekommen nun das folgende Resultat: Induziert ein Magnetsystem in einer Einlochwicklung mit einer Spulenweite gleich der Polteilung eine EMK mit den Harmonischen $E_{s,1}$, $E_{s,3}$, $E_{s,5}$ u. s. w., so hat die induzierte EMK einer aus q Spulenseiten bestehenden Wicklung, die entweder auf q Löcher oder gleichmäßig auf der Ankeroberfläche verteilt sein können, die Harmonischen

$$E_1 = f_{w,1} \cdot q \cdot E_{s,1}$$

$$E_3 = f_{w,3} \cdot q \cdot E_{s,3}$$

$$E_5 = f_{w,5} \cdot q \cdot E_{s,5}$$

u. s. w.

Wie aus den Tabellen ersichtlich ist, sind die Wicklungsfaktoren der Oberwellen bei breiten Spulen im allgemeinen viel kleiner als die der Grundwellen, so daß die Mehrlochwicklungen und die verteilten Wicklungen die Oberwellen stark verkleinern. Auch bei den Generatoren sind die Wicklungen, deren Spulenbreite angenähert gleich $\frac{1}{m}$ der Polteilung ist, den anderen vorzuziehen, weil für diese f_{w1} noch groß ist und f_{w3}, f_{w5} u. s. w. klein werden. Bei Einphasengeneratoren wählt man wie bei den Motoren die Spulenbreite S zu zirka $^2/_3$ der Polteilung.

Bei modernen Polschuhen, wie die in Fig. 338 und 340 dargestellten, die eine fast sinusförmige Feldkurve liefern, erhält man bei verteilten Wicklungen sehr kleine Oberwellen. Ein Magnetsystem mit der Polform Fig. 338 würde z. B. in einer Dreiphasen-Dreilochwicklung eine EMK mit den Harmonischen

$$E_1 = 100; \quad E_3 = -1{,}15; \quad E_5 = -1{,}32; \quad E_7 = -0{,}198$$

induzieren. Die größte Oberwelle macht also hier nur wenige Prozent der Grundwelle aus. In fast allen praktischen Fällen hat man deswegen bei diesen Polschuhen nur nötig, mit der Grundwelle zu rechnen.

39. Schräge Polschuhe und der Polschuhfaktor.

In gewissen Fällen, z. B. bei Hochspannungsmaschinen, zieht man aus praktischen Gründen oft die Einlochwicklung einer verteilten Wicklung vor. In diesem Falle ist dann eine allmählich ansteigende Feldkurve erwünscht, und diese kann teils durch Abschrägen der Polkanten (Fig. 338) und teils durch Schrägstellung (Fig. 341) der Polschuhe erreicht werden.

Bei schräggestellten Polschuhen läßt die EMK-Kurve sich am leichtesten berechnen, wenn man zuerst den Verlauf der Feldstärke in einer Ebene senkrecht zur Achse ermittelt und die so erhaltene Feldkurve in ihre Harmonischen auflöst. Der Kraftfluß $d\,\Phi$, der zwischen den beiden benachbarten radialen Ebenen $X-X'$ (Fig. 350) in den Anker eintritt, ist nicht in Phase mit dem Kraftfluß, der zwischen den Ebenen $Y-Y'$ eintritt. Die von den einzelnen Kraftflüssen $d\,\Phi$ in der Ankerwicklung induzierten EMKe sind somit auch in Phase gegeneinander verschoben. Bezeichnet man mit ϱ die gegenseitige Verschiebung der beiden Polspitzen am Ankerumfange, so wird das Feld eines derartig trapezförmigen Polschuhes in einer Einlochwicklung dieselbe EMK induzieren, die das Feld eines rechteckförmigen Polschuhes mit derselben Feldkurve in einer gleichmäßig

verteilte Wicklung induziert, deren Spulenbreite gleich ϱ ist. Man kann deswegen den idealen Polbogen b_i und den Füllungsfaktor α_i eines trapezförmigen Polschuhes in derselben Weise wie die eines rechteckförmigen Polschuhes berechnen. Hierauf ermittelt man die Feldkurve in einer radialen Ebene und zerlegt sie in ihre Harmonischen. Um nun die einzelnen Harmonischen der in einer Einloch-

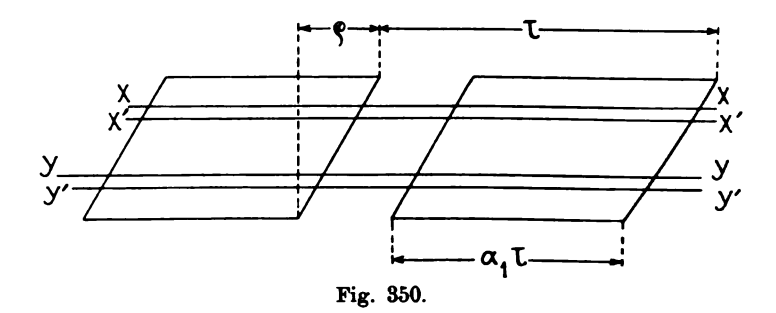


Fig. 350.

wicklung induzierten EMK zu erhalten, braucht man nur die Harmonischen der Feldkurve mit den zugehörigen **Polschuhfaktoren**

$$\left.\begin{array}{ll} f_{p,1} = \dfrac{\sin\dfrac{\varrho}{\tau}\dfrac{\pi}{2}}{\dfrac{\varrho}{\tau}\dfrac{\pi}{2}}, & f_{p,3} = \dfrac{\sin\dfrac{3\varrho}{\tau}\dfrac{\pi}{2}}{\dfrac{3\varrho}{\tau}\dfrac{\pi}{2}} \\ f_{p,5} = \dfrac{\sin\dfrac{5\varrho}{\tau}\dfrac{\pi}{2}}{\dfrac{5\varrho}{\tau}\dfrac{\pi}{2}}, & f_{p,7} = \dfrac{\sin\dfrac{7\varrho}{\tau}\dfrac{\pi}{2}}{\dfrac{7\varrho}{\tau}\dfrac{\pi}{2}} \end{array}\right\} \quad . \quad . \quad . \quad (67)$$

u. s. w. zu multiplizieren. Ist die Wicklung keine Einlochwicklung, sondern eine verteilte Wicklung, so sind die einzelnen Harmonischen noch mit den Wicklungsfaktoren der betreffenden Wicklung zu multiplizieren. Es werden somit

$$\left.\begin{array}{l} E_1 = f_{w,1} \cdot f_{p,1} \cdot q \cdot E_{s,1} \\ E_3 = f_{w,3} \cdot f_{p,3} \cdot q \cdot E_{s,3} \\ E_5 = f_{w,5} \cdot f_{p,5} \cdot q \cdot E_{s,5} \end{array}\right\} \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (68)$$

u. s. w.

Statt die Polschuhe schräg zu stellen, kann man auch die Nuten im Ankerblech schräg zu den Polkanten anordnen, wodurch dieselbe Wirkung erzielt wird. In der folgenden Tabelle

sind einige Werte der Polschuhfaktoren für verschiedene Verhältnisse $\frac{\varrho}{\tau}$ zusammengestellt.

Tabelle der Polschuhfaktoren.

$\frac{\varrho}{\tau}$	0,75	0,8	0,85	0,9	0,95
f_{p1}	0,787	0,760	0,726	0,700	0,671
f_{p3}	−0,108	−0,156	−0,190	−0,211	−0,217
f_{p5}	−0,065	0	0,053	0,100	0,124
f_{p7}	0,112	0,067	0,009	−0,046	−0,083

40. Graphische Darstellung der in Wicklungen induzierten EMKe.

Bei Mehrlochwicklungen und bei verteilten Wicklungen sind die in den einzelnen Spulen induzierten EMKe nicht in Phase.



Fig. 351. Potentialdiagramm einer zweipoligen Dreiphasenwicklung mit drei Löchern pro Pol und Phase in Sternschaltung.

Fig. 352. Potentialdiagramm einer achtpoligen Dreiphasenwicklung mit drei Löchern pro Pol und Phase.

Die Vektoren der induzierten EMKe bilden kleine Winkel α miteinander. Das Potential entlang der Wicklung verläuft deswegen nicht nach einer geraden Linie, sondern bei den Mehrlochwicklungen nach einer gebrochenen Kurve und bei den verteilten Wicklungen nach Kreisbogen. In Fig. 351 ist das Potentialdiagramm einer in Stern geschalteten zweipoligen Dreiphasenwicklung mit 3 Löchern pro Pol und Phase dargestellt. Fig. 352 zeigt dasselbe Diagramm für eine achtpolige Maschine mit Dreilochwicklung.

Berechnen wir zwischen zwei beliebigen Punkten A und P einer verteilten zweipoligen Wicklung Fig. 353, die wir uns mit

Schleifringen verbunden und rotierend denken, die momentane [illegible]duzierte Wechsel-EMK, so erhalten wir für diese, eine sinusförm[illegible] Feldkurve vorausgesetzt, den Wert

$$e_s = \int_{x=0}^{x=\alpha} \sqrt{2} \cdot \frac{E_w}{\alpha}\, d x \cdot \sin(\omega t - x).$$

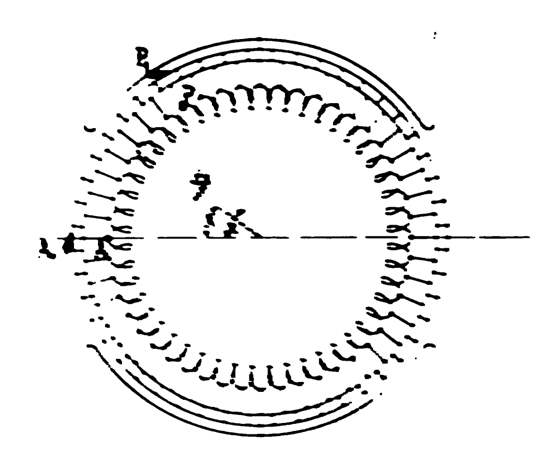


Fig. [illegible]

wo $\frac{E_w}{\alpha}$ [illegible] Windungselement induzierte effektive [illegible] bedeutet. Es wird

$$e_s = \sqrt{2}\,\frac{E_w}{\alpha}\,[\cos\omega t - \cos(\omega t - \alpha)]$$

$$= \sqrt{2}\,E_w \sin\left(\omega t - \frac{\alpha}{2}\right) \sin\frac{\alpha}{2}$$

$$= \sqrt{2}\,E_w \sin\frac{\alpha}{2} \sin\left(\omega t - \frac{\alpha}{2}\right) \quad \ldots \ldots \ldots$$

[illegible] EMK $E_s = E_w \sin\frac{\alpha}{2}$ kann also [illegible] die Sehne [illegible] Kreises vom Durchmesser E_w dargestellt [illegible] Die EMK [illegible] dem Windungselement [illegible] EMK [illegible] Phase verschoben. Legt [illegible] [illegible] zu ersehen, [illegible] [illegible] Phasenumwirkung [illegible]

Größe wie der Phase nach, durch einen Punkt des Kreises (Fig. 354) dargestellt werden kann.

Aus dieser Darstellung ergeben sich die Wicklungsfaktoren der Gleichstromwicklungen in einfacher Weise. Diese sind, wie wir früher gesehen haben, das Verhältnis zwischen dem Kreisbogen $\widehat{AP}$ und der Sehne $\overline{AP}$. E_w ist die größte effektive Wechsel-EMK, die der Wicklung entnommen werden kann, und zwar erhält man sie, wenn $\alpha = \pi$ ist. Von $\alpha = 0$ bis $\alpha = \pi$ nimmt die Sehne nach einer Sinuskurve zu und von $\alpha = \pi$ bis $\alpha = 2\pi$ nimmt dieselbe wieder ab.

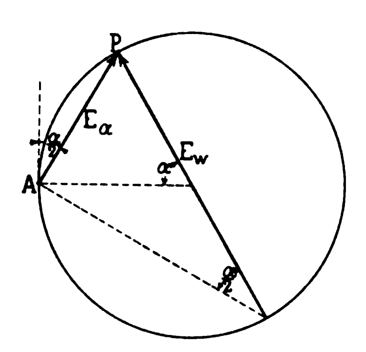


Fig. 354.

Schließen wir die Wicklung an einen Kommutator an und legen Bürsten auf, so wird zwischen zwei benachbarten Punkten am Kommutator eine Gleich-EMK,

$$e_g = \frac{\sqrt{2}\,E_w}{2}\sin x,$$

induziert, wenn der Punkt A in der neutralen Zone liegt. Legt man Bürsten bei A_1 und P_1 (Fig. 353) auf, so tritt zwischen diesen beiden Bürsten eine Gleich-EMK auf

$$E_{g\alpha} = \int_{x=0}^{x=\alpha} \sqrt{2}\frac{E_w\,dx}{2}\sin x = \frac{1-\cos\alpha}{2}\sqrt{2}\,E_w$$

$$= \sin^2\left(\frac{\alpha}{2}\right)\sqrt{2}\,E_w \quad . \quad . \quad (70)$$

Die größte Gleichstromspannung erhält man, wenn $\alpha = \pi$, d. h. wenn die Bürste P um eine Polteilung von A entfernt ist. In dem Falle erhält man die Gleichstromspannung (siehe Fig. 402) $E_g = \sqrt{2}\,E_w$.

Ist $\alpha = \frac{\pi}{2}$, so wird $E_{g\alpha} = \frac{1}{2}\sqrt{2}\,E_w = \frac{1}{2}\,E_g$, während die Wechselspannung für $\alpha = \frac{\pi}{2}$ gleich

$$E_\alpha = \frac{E_w}{\sqrt{2}}$$

wird. Das Verhältnis zwischen der Wechsel-EMK und der Gleich-EMK, die beide von gleichweit voneinander entfernten Punkten der Wicklung erhalten werden, ist somit gleich

$$\frac{E_a}{E_{ga}} = \frac{E_w \sin\frac{\alpha}{2}}{\sqrt{2}\, E_w \sin^2\frac{\alpha}{2}} = \frac{1}{\sqrt{2}\sin\frac{\alpha}{2}} \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (71)$$

Wird eine in sich geschlossene Gleichstromwicklung zur Erzeugung eines Vierphasenstromes benutzt, so erhält man als Potentialdiagramm somit einen Kreis. Die vier Punkte A, B, C und D (Fig. 355) stellen die Potentiale der vier Schleifringe dar. Schneidet

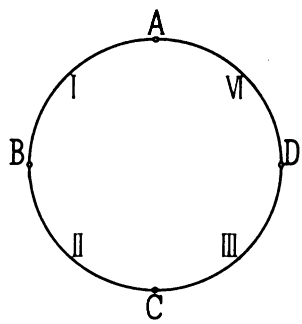


Fig. 355. Potentialdiagramm einer geschlossenen Vierphasenwicklung.

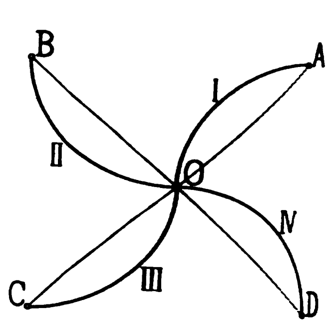


Fig. 356. Potentialdiagramm einer aufgeschnittenen Vierphasenwicklung in Sternschaltung.

man die Wicklung in vier Teile auf und schaltet diese in Stern, so erhält man das Potentialdiagramm Fig. 356. In gleicher Weise können die Potentialdiagramme der verschiedenen aufgeschnittenen Gleichstromwicklungen leicht aus dem Kreise abgeleitet werden. Die Fig. 357, 358 und 359 zeigen die Entstehung einer in sechs Teile aufgeschnittenen Gleichstromwicklung, die zur Erzeugung eines Dreiphasenstromes dient.[1] In Fig. 358 sind die sechs Teile paarweise hintereinander geschaltet und zu einem Stern verkettet. In Fig. 359 dagegen sind die Teile paarweise parallel geschaltet und die drei Phasen in Stern geschaltet. Wie aus dem Diagramme ersichtlich, ist die Summe der in den geschlossenen Kreisen induzierten EMKe gleich Null; es entstehen somit keine inneren Ströme, selbst wenn das Potential der parallelgeschalteten Zweige nicht

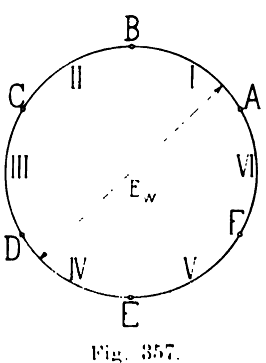


Fig. 357.

[1] Siehe Ossanna. Zeitschr. für Elektrotechnik. 1899, S. 349.

nach derselben Kurve verläuft. Fig. 360, 361 und 362 stellt die gleiche Kombination für Dreieckschaltung dar. In Fig. 361 sind die

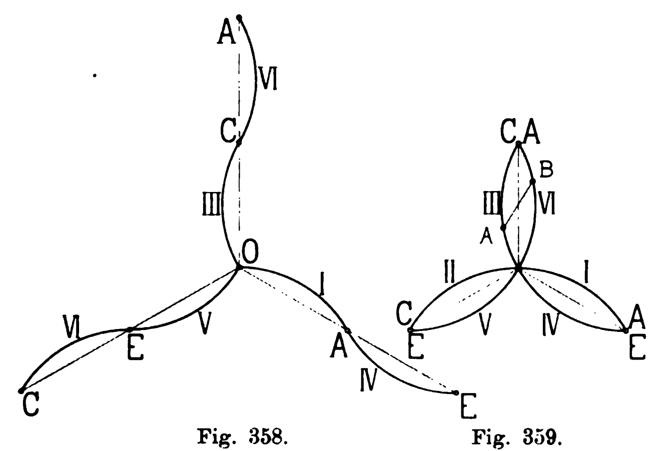


Fig. 358 und 359. Potentialdiagramm einer aufgeschnittenen Dreiphasenwicklung in Sternschaltung.

zwei Zweige einer Phase hintereinander, in Fig. 362 sind sie parallelgeschaltet.

Außer diesen sind noch eine Reihe anderer Verbindungen von aufgeschnittenen Gleichstromwicklungen möglich. Ein Beispiel hierfür

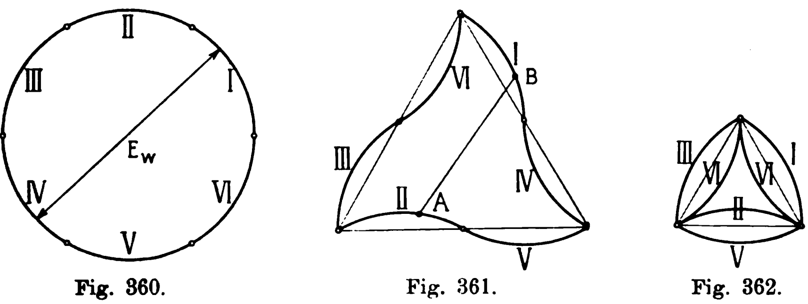


Fig. 360—362. Potentialdiagramm einer aufgeschnittenen Dreiphasenwicklung in Dreieckschaltung.

gibt das Schema Fig. 124, zu dem das Potentialdiagramm Fig. 363 und 364 gehört. Die vier Teile einer Phase sind hintereinander geschaltet; die Phasen sind jedoch nicht in Stern geschaltet, sondern jede Phase ist an die Mitte einer anderen angeschlossen, so daß ein inneres Dreieck entsteht, an das außen noch ein Stern angeschlossen ist. Auch die Kombinationen von aufgeschnittenen und unveränderten Gleichstromwicklungen lassen sich durch derartige Potentialdiagramme

sehr übersichtlich darstellen. Derartige Wicklungen sind obe den Fig. 131 bis 133 behandelt. Die Potentialdiagramme d: Wicklungen geben die Fig. 365 bis 367 an. Der Kreis entspricht jeweils der unveränderten Gleichstromwicklung. Die aufgeschnittene Wicklung ist in Stern geschaltet, und zwar liegen in Fig. 365

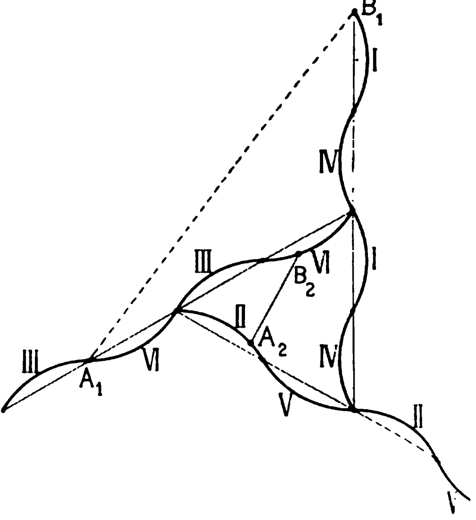


Fig. 363. Fig. 364.
Fig. 363 und 364. Potentialdiagramm einer aufgeschnittenen Dreipha- wicklung, die nach Fig. 124 verbunden ist.

die Zweige jeder Phase parallel und in der Fig. 366 und hintereinander. Aus Fig. 365 und 366 läßt sich auch eins

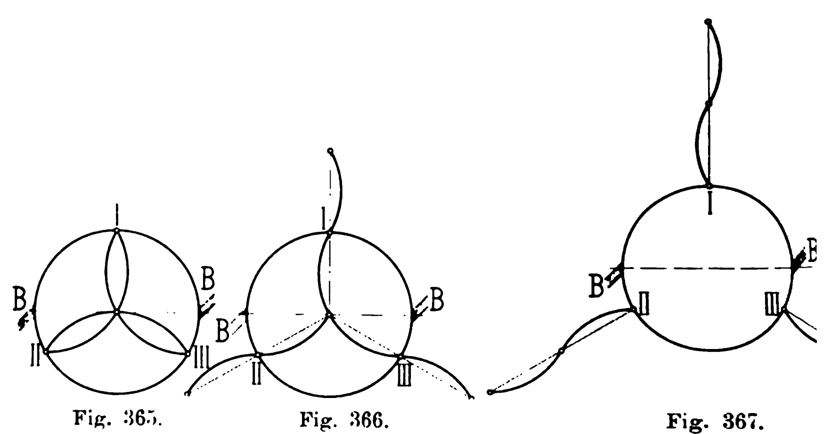


Fig. 365. Fig. 366. Fig. 367.
Fig. 365 bis 367. Potentialdiagramme kombinierter, aufgeschnittener unveränderter Gleichstromwicklungen nach Schema 131—133.

daß die Spannung zwischen den Bürsten *B B* der Gleichstro im Nullpunkte der Sternschaltung halbiert ist.

Die Spannung zwischen zwei beliebigen Punkten der Wicklung wird durch die gerade Verbindungsstrecke dieser Punkte gemessen, und zwar bestimmt die Verbindungslinie die betreffende Spannung nach Größe und Phase. Als Maßstab für die Spannungen dient der Kreis, den man aus den betreffenden Bogen bilden kann und dessen Durchmesser gleich E_w ist. — In den Fig. 359, 361 und 364 sind einige Verbindungslinien AB eingezeichnet, deren Länge der Spannung zwischen den verbundenen Punkten proportional ist.

41. Die Faktoren der EMK-Kurven.

Die in einem Drahte einer Einlochwicklung induzierte EMK ist

$$E_s = 2 f_B c \Phi 10^{-8} \text{ Volt},$$

Ferner ist

$$E_s = \sqrt{E_{s,1}^2 + E_{s,3}^2 + E_{s,5}^2 + \ldots}$$

f_B ist der *Formfaktor der Feldkurve.* Die in einer aus $2w$-Drähten oder w-Windungen bestehenden Wicklung induzierte EMK ist gleich

$$E = 4 f_B f_w c w \Phi 10^{-8} = 4 k c w \Phi 10^{-8}$$

und da

$$E = \sqrt{E_1^2 + E_3^2 + E_5^2 + \ldots},$$

so wird der *Wicklungsfaktor des Gesamtfeldes*

$$f_w = \frac{E}{2 w E_s} = \frac{\sqrt{E_1^2 + E_3^2 + E_5^2 + \ldots}}{2 w \sqrt{E_{s,1}^2 + E_{s,3}^2 + E_{s,5}^2 + \ldots}}$$

oder da

$$E_1 = f_{w1} \cdot 2 w \cdot E_{s1} \qquad E_3 = f_{w3} \cdot 2 w \cdot E_{s,3} \ldots$$

$$f_w = \sqrt{\frac{(f_{w,1} E_{s1})^2 + (f_{w,3} E_{s3})^2 + (f_{w,5} E_{s5})^2 + \ldots}{E_{s1}^2 + E_{s3}^2 + E_{s5}^2 + \ldots}} \qquad (72)$$

Der *EMK-Faktor* k ist gleich

$$k = f_B f_w$$

dieser wird für ein sinusförmiges Feld gleich

$$k = 1{,}11 f_{w1}.$$

Oft ist es von Interesse, einige charakteristische Größen der EMK zu kennen, nämlich die Verhältnisse

$$\frac{\text{Effektivwert}}{\text{Mittelwert}} = \frac{E}{E_{mitt}} = f_E = \textit{Formfaktor der EMK-Kurve}$$

itelfaktor

$+ \ldots =$ ***Kurvenfaktor***

t berechnen; denn bei der

$- \frac{1}{5} E_5 + \ldots$

$- E_7 + \ldots$

auf die Eisenverluste in Trans-
desto kleiner ist der Kraft-
daher die Eisenverluste bei der-
Scheitelfaktor f_s gibt ein Maß für
materialien und hat Bedeutung
ktion der Armaturwicklung.

MKe einer Phase, die sogenannte
größerem Interesse sind aber die
den Mehrphasensystemen. Diese
sche Zusammensetzung der Harmo-
hasen unter den richtigen Winkeln
sehen in einfacher Weise richtig zu
monischen der verketteten Span-
wie man sie auch heißt. Hier-

wir das symmetrische Drei-
ngen eines Dreiphasengenerators
Phasen die folgenden symmetrischen

$\sin 3\omega t + \sqrt{2} E_5 \sin 5\omega t + \ldots$

$\sqrt{2} E_3 \sin 3(\omega t - 120^0)$

$+ \ldots$

$+ \sqrt{2} E_3 \sin 3(\omega t - 240^0)$

$) + \ldots$

$$\left.\begin{aligned}
e_I &= \sqrt{2}E_{p,1}\sin\omega t + \sqrt{2}E_{p,3}\sin 3\omega t + \sqrt{2}E_{p,5}\sin 5\,\omega t + \ldots \\
e_{II} &= \sqrt{2}E_{p,1}\sin(\omega t - 120^0) + \sqrt{2}E_{p,3}\sin 3\,\omega t \\
&\quad + \sqrt{2}E_{p,5}\sin(5\,\omega t - 240^0) + \ldots \\
e_{III} &= \sqrt{2}E_{p,1}\sin(\omega t - 240^0) + \sqrt{2}E_{p,3}\sin 3\,\omega t \\
&\quad + \sqrt{2}E_{p,5}\sin(5\,\omega t - 120^0) + \ldots.
\end{aligned}\right\} \quad (73)$$

Man ersieht daraus, daß alle Oberwellen, deren Periodenzahl ein Vielfaches der dreifachen Periodenzahl ist, in allen drei Phasen einander gleich sind, d. h. sie sind alle in demselben Moment gleich groß und vom neutralen Punkte aus gleich gerichtet, während alle anderen Oberwellen der drei Phasen um 120^0 gegeneinander verschoben sind und somit als gewöhnliche symmetrische Dreiphasenströme behandelt werden können. Es ist dabei jedoch zu beachten, daß die zeitliche Reihenfolge, in welcher die Phasen aufeinander folgen, nicht immer dieselbe ist, wie diejenige der Grundwelle; z. B. ist für die fünfte Oberwelle die zeitliche Reihenfolge 1 — 3 — 2 statt 1 — 2 — 3 wie bei der Grundwelle.

Aus den Momentanwerten e_I, e_{II} und e_{III} der in den drei Phasen induzierten EMKe ergeben sich die Momentanwerte e_a, e_b und e_c der verketteten Spannungen bei Sternschaltung wie folgt. Es ist

$$\begin{aligned}
e_c = e_I - e_{II} &= \sqrt{3}\,\sqrt{2}E_{p,1}\sin(\omega t + 30^0) \\
&\quad + \sqrt{3}\,\sqrt{2}E_{p,5}\sin(5\,\omega t - 30^0) + \ldots \\
e_a = e_{II} - e_{III} &= \sqrt{3}\,\sqrt{2}E_{p,1}\sin(\omega t - 90^0) \\
&\quad + \sqrt{3}\,\sqrt{2}E_{p,5}\sin(5\omega t + 90^0) + \ldots
\end{aligned}$$

und

$$\begin{aligned}
e_b = e_{III} - e_I &= \sqrt{3}\,\sqrt{2}E_{p,1}\sin(\omega t - 210^0) \\
&\quad + \sqrt{3}\,\sqrt{2}E_{p,5}\sin(5\,\omega t - 150^0) + \ldots
\end{aligned}$$

Wird die Zeit t von einem anderen Zeitpunkte aus gerechnet, indem man $\omega t + 30^0 = \omega t'$ setzt, so werden

$$\left.\begin{aligned}
e_c &= \sqrt{3}\,\sqrt{2}E_{p,1}\sin\omega t' - \sqrt{3}\,\sqrt{2}E_{p,5}\sin 5\,\omega t' \\
&\quad - \sqrt{3}\,\sqrt{2}E_{p,7}\sin 7\,\omega t' + \ldots \\
e_a &= \sqrt{3}\,\sqrt{2}E_{p,1}\sin(\omega t' - 120^0) - \sqrt{3}\,\sqrt{2}E_{p,5}\sin(5\omega t' - 240^0) \\
&\quad - \sqrt{3}\,\sqrt{2}E_{p,7}\sin(7\,\omega t' - 120^0) + \ldots \\
&\text{und} \\
e_b &= \sqrt{3}\,\sqrt{2}E_{p,1}\sin(\omega t' - 240^0) - \sqrt{3}\,\sqrt{2}E_{p,5}\sin(5\omega t' - 120^0) \\
&\quad - \sqrt{3}\,\sqrt{2}E_{p,7}\sin(7\,\omega t' - 240^0) + \ldots
\end{aligned}\right\} \quad 74)$$

Diese Form der Momentanwerte der verketteten Spannungen stimmt mit derjenigen der Phasenspannungen überein, nur ist an Stelle von $E_{p,1}$ überall $\sqrt{3} E_{p,1}$, an Stelle von $E_{p,3}$ 0 und an Stelle von $E_{p,5}$ und $E_{p,7}$, $-\sqrt{3} E_{p,5}$ bezw. $-\sqrt{3} E_{p,7}$ getreten. Wird also in Bezug auf die verketteten Spannungen eines Dreiphasensystemes mit der Zeit t' gerechnet, wobei

$$\omega t' = \omega t + 30^0$$

ist, so erhält man die Effektivwerte der verketteten Spannungen eines Sternsystemes durch folgende Formeln ausgedrückt:

$$\left.\begin{array}{lll} E_{l,1} = \sqrt{3} E_{p,1}; & E_{l,3} = 0; & E_{l,5} = -\sqrt{3} E_{p,5} \\ E_{l,7} = -\sqrt{3} E_{p,7}; & E_{l,9} = 0; & E_{l,11} = \sqrt{3} E_{p,11} \ldots \end{array}\right\} \quad (75)$$

Einer Dreieckschaltung mit den Phasenspannungen $E_{l,1}$, $E_{l,3}$, $E_{l,5}$ u. s. w. ist eine Sternschaltung mit den Phasenspannungen $E_{p,1}$, $E_{p,3}$, $E_{p,5}$ u. s. w. äquivalent, wobei das Sternsystem dem Dreiecksystem um 30° nacheilt.

Auf die Klemmenspannung haben die dreifachen, neunfachen u. s. w. Oberwellen keinen Einfluß; diese sind in den einzelnen Phasen von gleichem Sinne und heben sich deshalb in Bezug auf die äußeren Klemmen auf. Aus diesem Grunde ist die effektive Klemmenspannung

$$E_l = \sqrt{E_{l,1}^2 + E_{l,5}^2 + E_{l,7}^2 + \ldots} = \sqrt{3} \sqrt{E_{p,1}^2 + E_{p,5}^2 + E_{p,7}^2 + \ldots},$$

während die Phasenspannung

$$E_p = \sqrt{E_{p,1}^2 + E_{p,3}^2 + E_{p,5}^2 + E_{p,7}^2 + \ldots} \text{ ist.}$$

Im allgemeinen ist also $E_l < \sqrt{3} E_p$. Wir setzen

$$f_y = \frac{E_l}{E_p} = \sqrt{3} \sqrt{\frac{1 + \left(\frac{E_{p,5}}{E_{p,1}}\right)^2 + \left(\frac{E_{p,7}}{E_{p,1}}\right)^2 + \ldots}{1 + \left(\frac{E_{p,3}}{E_{p,1}}\right)^2 + \left(\frac{E_{p,5}}{E_{p,1}}\right)^2 + \ldots}}$$

$$f_y = \frac{\sqrt{3}}{\sigma_E} \cdot \sqrt{1 + \left(\frac{E_{p,5}}{E_{p,1}}\right)^2 + \left(\frac{E_{p,7}}{E_{p,1}}\right)^2 + \ldots} \quad (76)$$

Setzt man ferner

$$k_y = f_y k,$$

so erhält man die verkettete Spannung eines Dreiphasengenerators

$$E_l = 4 k_y c w \Phi 10^{-8} \quad \ldots \ldots \quad (77)$$

Daß die dritten, neunten u. s. w. Harmonischen in der verketteten Spannung verschwinden, bedeutet, daß diese Harmonischen

in allen Phasen vom neutralen Punkte aus gleichgerichtet sind und deswegen in der verketteten Spannung einer Sternschaltung nicht zur Wirkung kommen. Schaltet man die Wicklung des Generators im Dreieck, so werden diese Harmonischen (dritten, neunten u. s. w.) nicht mehr paarweise gegengeschaltet, sondern alle in Serie. Öffnet man deswegen das Dreieck an irgend einem Punkte und schaltet in die Öffnungsstelle ein Voltmeter ein, so zeigt dasselbe die effektive Spannung

$$3\sqrt{E_{p,3}^2 + E_{p,9}^2 + \ldots}$$

an, die als eine innere Spannung[1]) bezeichnet werden kann. — Bei dieser Schaltung erzeugt sie einen inneren Strom, den man durch Einschalten eines Ampèremeters in das Dreieck messen kann. Die dreifachen, neunfachen u. s. w. Oberwellen liefern somit keine Ströme in die äußeren Leitungen und keine Spannungen zwischen den äußeren Klemmen. Dasselbe gilt bei einem symmetrischen m-Phasensystem für diejenigen Oberwellen, deren Periodenzahlen ein Vielfaches von m sind.

Sind $E_{p,1}$, $E_{p,3}$, $E_{p,5}$ u. s. w. die Effektivwerte der einzelnen Oberwellen einer Phasenspannung eines verketteten Zwei- oder Vierphasensystems, so erhält man analog wie oben die Effektivwerte der verketteten Spannungen desselben zu:

$$\left.\begin{array}{lll} E_{l,1} = \sqrt{2}\,E_{p,1}; & E_{l,3} = -\sqrt{2}\,E_{p,3}; & E_{l,5} = -\sqrt{2}\,E_{p,5} \\ E_{l,7} = \sqrt{2}\,E_{p,7}; & E_{l,9} = \sqrt{2}\,E_{p,9}; & E_{l,11} = -\sqrt{2}\,E_{p,11} \end{array}\right\} \quad (78)$$

hieraus folgt

$$E_l = \sqrt{2}\,E_p.$$

Ist ferner der Momentanwert einer Phasenspannung

$$e_p = \sqrt{2}\,E_{p,1} \sin \omega t + \sqrt{2}\,E_{p,3} \sin 3\,\omega t + \sqrt{2}\,E_{p,5} \sin 5\,\omega t + \ldots$$

so ist der Momentanwert einer verketteten Spannung

$$e_l = \sqrt{2}\,E_{l,1} \sin \omega t' + \sqrt{2}\,E_{l,3} \sin 3\,\omega t' + \sqrt{2}\,E_{l,5} \sin 5\,\omega t' + \ldots,$$

wenn

$$\omega t' = \omega t + 45^0$$

ist. Hieraus sind die Momentanwerte der übrigen Phasenspannungen und verketteten Spannungen leicht zu ermitteln.

Auf Seite 246 wurde die Feldkurve resp. die ΔB_x-Kurve für eine Reihe von Polschuhen berechnet und in ihre Harmonischen aufgelöst. Unter Benutzung dieser Feldkurven sind nun für die verschiedenen Wicklungen die EMK-Faktoren k und k_y und der Kurvenfaktor σ_E ausgerechnet und in den folgenden Tabellen zusammengestellt worden.

[1]) Siehe O. S. Bragstadt, „Über die Wellenform des Drehstromes." ETZ 1900. Heft 13.

Tabelle für den EMK-Faktor und den Kurvenfaktor von Einphasenwicklungen.

(Berechnet für die Polschuhform Fig. 418.)

		Wechselpoltypen							Gleichpoltypen				
$x = \frac{b}{\tau}$		0,75	0,65	0,55	0,55	0,55	0,45	0,35	0,50	0,45	0,45	0,40	0,35
$\frac{\delta}{b}$		$\frac{1}{25}$	$\frac{1}{25}$	$\frac{3}{50}$	$\frac{1}{25}$	$\frac{1}{50}$	$\frac{1}{25}$	$\frac{1}{25}$	$\frac{1}{50}$	$\frac{1}{50}$	$\frac{1}{25}$	$\frac{1}{50}$	$\frac{1}{50}$
$x_i = \frac{b_i}{\tau}$		0,773	0,682	0,604	0,587	0,552	0,486	0,382	0,447	0,428	0,424	0,389	0,342
		Lochwicklungen							Lochwicklungen				
$Q = 1$, $q = 1$	$k = f_B$	1,097	1,158	1,215	1,235	1,280	1,358	1,530	1,020	1,042	1,053	1,092	1,157
	σ_E	1,0165	1,015	1,022	1,0284	1,046	1,072	1,158	1,053	1,034	1,038	1,0142	1,012
$Q = 3$, $q = 2$	k	0,94	1,003	1,047	1,063	1,065	1,117	1,163	0,850	0,877	0,884	0,9825	1,008
	σ_E	1,0043	1,0144	1,015	1,019	1,0214	1,018	1,015	1,0126	1,0042	1,0061	1,005	1,0165
$Q = 4$, $q = 2$	k	1,00	1,06	1,11	1,12	1,14	1,19	1,26	0,91	0,93	0,93	1,00	1,06
	σ_E	1,0058	1,0056	1,0038	1,005	1,0092	1,021	1,032	1,005	1,0062	1,0080	1,0075	1,0077
$Q = 4$, $q = 3$	k	0,874	0,922	0,956	0,97	0,97	1,030	1,0775	0,782	0,812	0,815	0,867	0,922
$Q = 5$, $q = 4$	k	0,828	0,882	0,9125	0,925	0,925	0,974	1,020	0,744	0,775	0,777	0,826	0,873
$Q = 6$, $q = 4$	k	0,902	0,952	0,993	1,005	1,005	1,057	1,105	0,808	0,84	0,845	0,898	0,95
$Q = 7$, $q = 4$	k	0,945	0,997	1,04	1,055	1,054	1,108	1,160	0,848	0,881	0,885	0,942	0,996
$Q = 8$, $q = 6$	k	0,865	0,907	0,945	0,957	0,957	1,007	1,057	0,77	0,800	0,805	0,855	0,905
		Verteilte Wicklungen							Verteilte Wicklungen				
$\frac{S}{\tau} = \frac{1}{2}$	k	0,87	1,03	1,075	1,09	1,11	1,15	1,20	0,88	0,91	0,91	0,97	1,025

		Wechselpoltypen							Gleichpoltypen				
$\alpha = \frac{b}{\tau}$		0,75	0,65	0,55	0,55	0,55	0,45	0,35	0,50	0,45	0,45	0,40	0,35
$\frac{\delta}{b}$		$\frac{1}{25}$	$\frac{1}{25}$	$\frac{3}{50}$	$\frac{1}{25}$	$\frac{1}{50}$	$\frac{1}{25}$	$\frac{1}{25}$	$\frac{1}{50}$	$\frac{1}{50}$	$\frac{1}{25}$	$\frac{1}{50}$	$\frac{1}{50}$
$\alpha_i = \frac{b_i}{\tau}$		0,773	0,682	0,604	0,587	0,552	0,486	0,382	0,447	0,428	0,424	0,389	0,342
		Lochwicklungen							Lochwicklungen				
$q = 2$	k	1,00	1,06	1,11	1,12	1,14	1,19	1,26	0,91	0,93	0,93	1,00	1,06
	σ_E	1,006	1,0055	1,0040	1,005	1,0092	1,021	1,032	1,005	1,0062	1,008	1,007	1,0077
$q = 3$	k	0,985	1,04	1,08	1,10	1,12	1,16	1,22	0,89	0,92	0,915	0,98	1,04
	σ_E	1,0022	1,0012	1,002	1,0026	1,005	1,010	1,023	1,007	1,0046	1,005	1,0026	1,0016
$q = 4$	k	0,89	1,035	1,08	1,095	1,115	1,155	1,21	0,88	0,92	0,91	0,98	1,035
	σ_E	1,0017	1,0012	1,0017	1,0022	1,0042	1,008	1,020	1,0056	0,0042	1,0044	1,0019	1,0009
		Verteilte Wicklungen							Verteilte Wicklungen				
$\frac{S}{\tau} = \frac{1}{2}$	k	0,87	1,03	1,075	1,09	1,11	1,15	1,20	0,88	0,91	0,91	0,97	1,025
	σ_E	1,0021	1,0005	1,0014	1,0018	1,0036	1,007	1,0180	1,0048	1,0036	1,0039	1,0015	1,0006
$\frac{S}{\tau} = 1$	k	0,69	0,73	0,76	0,77	0,78	0,81	0,848	0,62	0,64	0,64	0,68	0,724
	σ_E	1,0015	1,0005	1,0014	1,0018	1,0035	1,0007	1,018	1,005	1,0036	1,0039	1,0016	1,0006

Tabelle für den EMK Faktor und den Kurvenfaktor von Dreiphasenwicklungen.

(Berechnet für die Polschuhform Fig. 418.)

		Wechselpoltypen							Gleichpoltypen				
[illegible]	[illegible]	[illegible]	[illegible]	[illegible]	[illegible]	0,55	0,45	0,35	0,50	0,45	0,45	0,40	0,35
[illegible]		[illegible]	1/75	[illegible]	1/25	1/50	1/25	1/25	1/50	1/50	1/25	1/50	1/50
[illegible]		[illegible]	[illegible]	[illegible]	[illegible]	0,552	0,486	0,382	0,447	0,428	0,424	0,389	0,342
		Lochwicklungen							Lochwicklungen				
[illegible]	k	[illegible]	[illegible]	[illegible]	1,235	1,280	1,358	1,580	1,02	1,04	1,05	1,09	1,16
	k_v	[illegible]	1,44	[illegible]	2,11	2,17	2,22	2,33	1,68	1,69	1,78	1,86	1,99
	σ_k	[illegible]	[illegible]	[illegible]	1,0263	1,047	1,072	0,158	1,053	1,034	1,038	1,0142	1,012
[illegible]	k	[illegible]	1,11	1,16	1,17	1,20	1,26	1,27	0,96	0,99	0,99	1,04	1,10
	k_v	[illegible]	1,91	2,00	2,01	2,01	2,10	2,20	1,62	1,68	1,68	1,79	1,89
	σ_k	[illegible]	1,0012	1,0048	1,0066	1,015	1,0825	1,080	1,0230	1,0173	1,0185	1,008	1,0015
[illegible]	k	1,04	1,10	1,115	1,16	1,10	1,25	1,35	0,95	0,98	0,98	1,035	1,095
	k_v	1,79	1,88	1,96	2,00	2,04	2,10	2,17	1,61	1,67	1,66	1,78	1,80
	σ_k	1,0062	1,0008	1,0040	1,0056	1,015	1,0812	1,078	1,0206	1,0157	1,0165	1,007	1,0010
$q = 4$	k	1,04	1,095	1,145	1,16	1,10	1,24	1,34	0,95	0,98	0,975	1,08	1,09
	k_v	1,70	1,87	1,98	2,00	2,04	2,07	2,17	1,60	1,67	1,66	1,78	1,80
	σ_k	1,008	1,0008	1,0088	1,0046	1,012	1,028	1,070	1,0194	1,015	1,016	1,0066	1,0004
		Verteilte Wicklungen							Verteilte Wicklungen				
$\frac{H}{\tau} = \frac{1}{3}$	k	1,085	1,00	1,14	1,16	1,10	1,24	1,34	0,95	0,96	0,98	1,03	1,00
	k_v	1,77	1,88	1,97	2,00	2,04	2,08	2,17	1,60	1,68	1,66	1,75	1,89
	σ_k	1,0057	1,00085	1,0086	1,005	1,012	1,027	1,070	1,0188	1,0148	1,015	1,0065	1,0011
$\frac{S}{\tau} = \frac{2}{3}$	k	0,905	0,96	1,00	1,01	1,03	1,06	1,10	0,82	0,84	0,85	0,90	0,955
	k_v	1,57	1,66	1,78	1,75	1,78	1,83	1,90	1,39	1,46	1,45	1,56	1,65
	σ_k	1,001	1,0005	1,0006	1,0007	1,0008	1,0005	1,0004	1,0005	1,0002	1,0002	1,0001	1,0005

Im allgemeinen wird man aber eine möglichst sinusförmige Feldkurve anstreben und kann für diese setzen

$$k = 1{,}11 \cdot f_{w,1}$$

und

$$k_y = 1{,}11 \cdot \sqrt{3}\, f_{w,1} = 1{,}92\, f_{w,1}\,,$$

es wird dann die Phasenspannung

$$E_p = 4{,}44\, f_{w,1}\, c w\, \Phi 10^{-8} \text{ Volt} \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (79)$$

wo w die Windungszahl pro Phase bedeutet.

42. Verhältnis zwischen der Wechsel- und Gleich-EMK eines rotierenden Umformers.

Die Fig. 368 bis 371 zeigen die zweipolige Schaltung eines ein-, drei-, vier- und sechsphasigen Umformers.

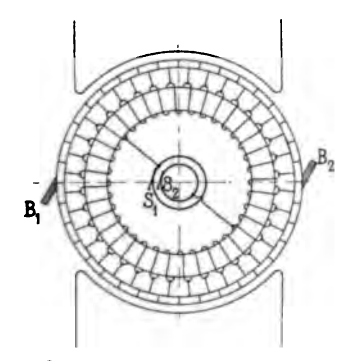


Fig. 368. Zweipoliger Einphasenumformer.

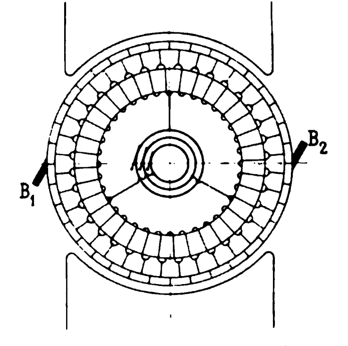


Fig. 369. Zweipoliger Dreiphasenumformer.

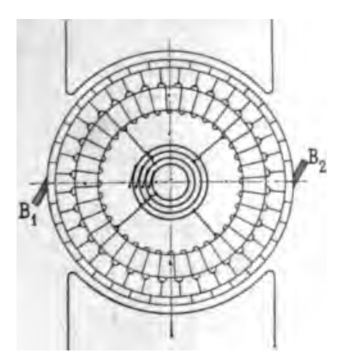


Fig. 370. Zweipoliger Vierphasenumformer.

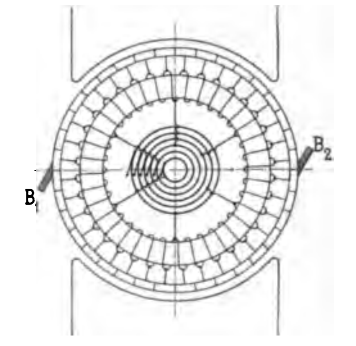


Fig. 371. Zweipoliger Sechsphasenumformer.

Da die Wechsel-EMK E_w zwischen den Schleifringen S_1 und S_2 (Fig. 368) und die Gleich-EMK E_g zwischen den Bürsten B_1 und B_2 in derselben Ankerwicklung induziert werden, so besteht zwischen diesen ein ganz bestimmtes Verhältnis. Die effektive Wechsel-EMK zwischen den Schleifringen S_1 und S_2 ist gleich

$$E_w = 4 k c w \Phi 10^{-8} \text{ Volt},$$

wo $k = f_B f_w$ den EMK-Faktor und w die zwischen den Schleifringen S_1 und S_2 in Serie liegenden Windungen bedeutet.

Zwischen den Bürsten B_1 und B_2 wird eine Gleich-EMK induziert, die dem Mittelwert der in einer Ankerwindung induzierten EMK proportional ist, während diese Windung sich von der Bürste B_1 zu B_2 bewegt. Stehen die Bürsten B_1 und B_2 in der neutralen Zone, so ist die Gleich-EMK proportional dem Mittelwert $E_{mitt} = 4 c \Phi 10^{-8}$ Volt der Wechsel-EMK einer Windung. Bezeichnen wir ferner mit w_g die zwischen den Bürsten B_1 und B_2 in Serie liegenden Windungen, so wird die Gleich-EMK unabhängig von der Form der Feldkurve gleich

$$E_g = 4 c w_g \Phi 10^{-8} \text{ Volt}.$$

Mit E_w bezeichnen wir die maximale Wechsel-EMK, die in einer Gleichstromwicklung induziert werden kann. E_w ist demnach die Wechsel-EMK zwischen den diametralen Klemmen oder Schleifringen eines Ein-, Vier- und Sechsphasen-Umformers. Da $w = w_g$ ist, wird das Übersetzungsverhältnis u_e zwischen der Wechsel-EMK E_w und der Gleich-EMK E_g

$$u = \frac{E_w}{E_g} = k_\tau \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (80)$$

wo k_τ den EMK-Faktor für eine über die ganze Polteilung gleichmäßig verteilte Wicklung $S = \tau$ bedeutet. Für eine sinusförmige Feldkurve ist:

$$k_\tau = f_B f_{w\tau} = 1.11 \cdot \frac{2}{\pi} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \cdot \frac{2}{\pi} = \frac{1}{\sqrt{2}} = 0.707,$$

also:

$$E_g = \sqrt{2}\, E_w.$$

Dies ist auch leicht verständlich. Die Potentialkurve längs des Kommutatorumfanges ist nämlich dann auch eine Sinuskurve (Fig. 372) und zwar von der Amplitude $\frac{E_g}{2}$. Es wird somit die Amplitude der Wechsel-EMK

$$E_w \sqrt{2} = E_g.$$

Bei Umformern bezeichnen wir nur die Spannung zwischen zwei diametralen Punkten mit E_w. Die Spannung zwischen zwei benachbarten Leitungen wird wie oben mit E_l bezeichnet.

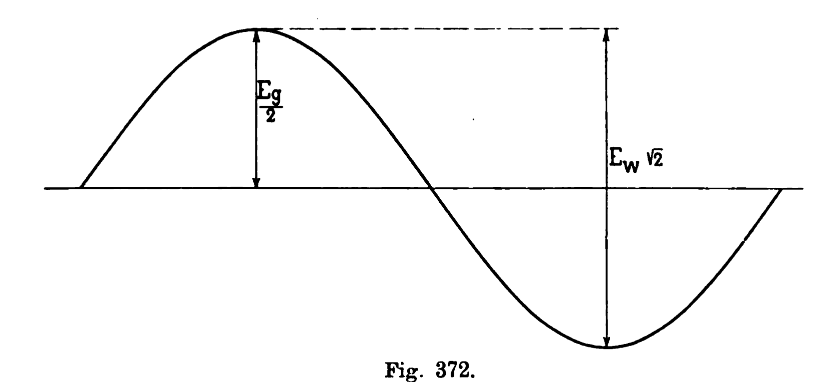


Fig. 372.

Für einen Einphasenumformer wird, wie oben abgeleitet

$$E_l = E_w = k_r \cdot E_g$$

und wenn die Feldkurve sinusförmig ist

$$E_w = 0{,}707\ E_g.$$

Unter Annahme einer sinusförmigen Feldkurve erhält man aus dem Potentialdiagramm (Fig. 373) die Linienspannung eines m-phasigen Umformers

$$E_l = E_w \sin\frac{\pi}{m} = \frac{E_g}{\sqrt{2}} \sin\frac{\pi}{m}.$$

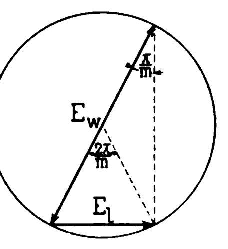


Fig. 373.

Ist die Feldkurve nicht sinusförmig, so kann E_l genau berechnet werden, indem man setzt

$$E_l = 4 k c w \Phi 10^{-8} = k \frac{w}{w_g} E_g \quad . \; . \; . \quad (81)$$

wo k den EMK-Faktor für eine über $\frac{2}{m}$ der Polteilung gleichmäßig verteilte Wicklung bedeutet, w ist die Zahl der in Serie geschalteten Windungen zwischen zwei benachbarten Schleifringen.

Es ist

$$w = \frac{2 w_g}{m}$$

und also das Übersetzungsverhältnis

$$u_1 = \frac{E_1}{E_g} = \frac{2k}{m} \quad \ldots \ldots \ldots \quad (82)$$

Für Dreiphasenumformer ist

$$w = \frac{2}{3} w_1$$

und

$$u_3 = \frac{E_1}{E_3} = \frac{2}{3} k,$$

wo k den EMK-Faktor für eine über $\frac{2}{3}$ der Polteilung gleichmäßig verteilte Wicklung bedeutet. Für eine sinusförmige Feldkurve wird das Potentialdiagramm der Wicklung ein Kreis vom Durchmesser [illegible] und die Phasenspannung ist gleich der Seite eines in diesem Kreise eingeschriebenen gleichseitigen Dreieckes [illegible] Es wird somit auch die Linienspannung

$$E_1 = [illegible] = 1{,}[illegible]\, E_1$$

[illegible]

Für eine sinusförmige Feldkurve wird

$$E_l = \frac{E_g}{\sqrt{2}} \sin \frac{\pi}{m},$$

er

$$E_l = \frac{2,22}{m} E_g .$$

In der folgenden Tabelle sind die Übersetzungsverhältnisse und u_l für die wichtigsten Umformer und Polschuhformen zu-mmengestellt.

Tabelle für die Übersetzungsverhältnisse u_e und u_l von Umformern.

$a = \frac{\text{Polbogen}}{\text{Polteilung}} =$		0,8	0,75	0,7	Sinus-förmiges Feld	0,65	0,6	0,55
aphasen . .	u_e	0,67	0,69	0,71	0,71	0,73	0,75	0,77
eiphasen . .	u_l	0,59	0,60	0,62	0,61	0,64	0,66	0,675
erphasen . .	u_l	0,48	0,49	0,50	0,50	0,52	0,53	0,55
chsphasen . .	u_l	0,340	0,347	0,354	0,354	0,367	0,377	0,387
ölfphasen . .	u_l	0,177	0,182	0,185	0,185	0,192	0,197	0,204

43. Einfluß der Nuten auf die Kurvenform der EMKe.

Um die genaue Methode zur Berechnung der Feldkurven zu fen und um den Einfluß der Nuten zu erkennen, wurde eine echselpol-Einphasenmaschine von der Gesellschaft für ktrische Industrie in Karlsruhe, die in Fig. 374 dargestellt untersucht. Sie hat 9 Löcher pro Pol, wovon nur 4 bewickelt d; man erhält deswegen 4 Arten Spulen, deren 4 Spulenweiten y_2, y_3 und y_4 alle verschieden sind; y_1 ist die Spulenweite der rzesten und y_4 die der längsten Spule, und da $y_1 + y_4 = 2\tau$, so rden, wie früher bewiesen, die in diesen 2 Spulen induzierten IKe identisch sowohl der Form wie der Größe nach. Dasselbe der Fall für die zwei mittleren Spulen, weil $y_2 + y_3 = 2\tau$. —

Es wurde zuerst die Feldkurve der Maschine berechnet und ar unter Berücksichtigung der endlichen Länge der Polschuhe d der endlichen Länge des Ankers. Die so erhaltene Kurve die in Fig. 375 aufgetragene Kurve I. Aus dieser wurde nun e EMK-Kurve der Spulen 1 und 4 und die der Spulen 2 und 3 rch Superposition zweier Feldintensitätskurven, die um $y_1 = 2\tau - y_4$ sp. um $y_2 = 2\tau - y_3$ gegeneinander verschoben waren, konstruiert.

In die linke Hälfte der Fig. 375 ist die erste und in die r Hälfte die zweite EMK-Kurve eingetragen, als II und III. —

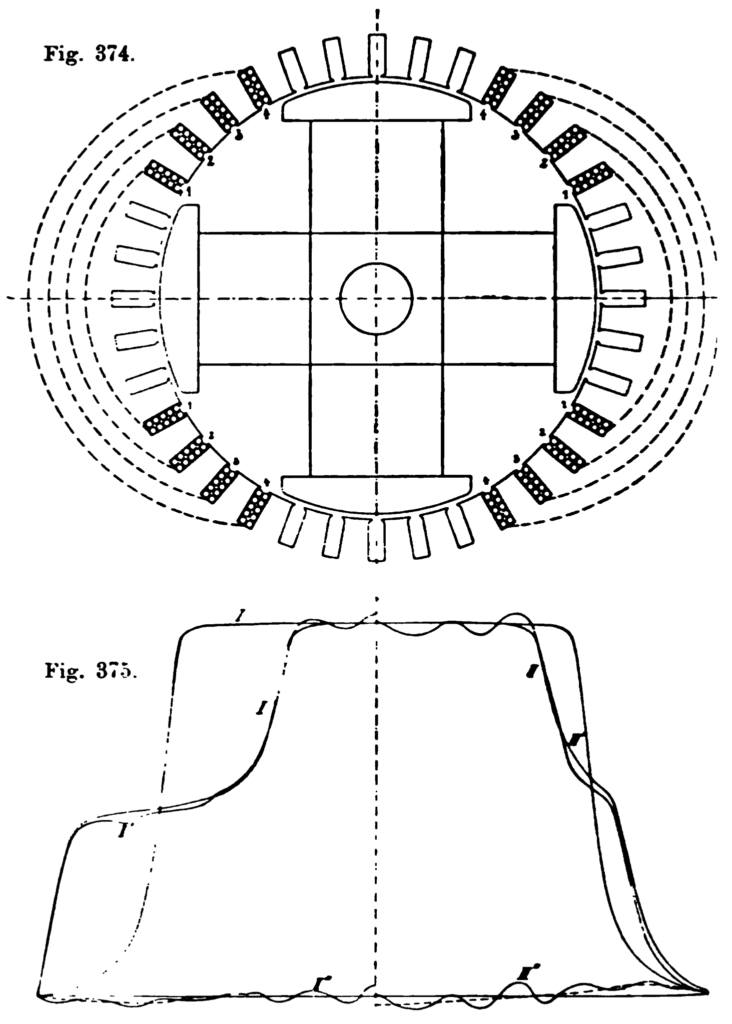
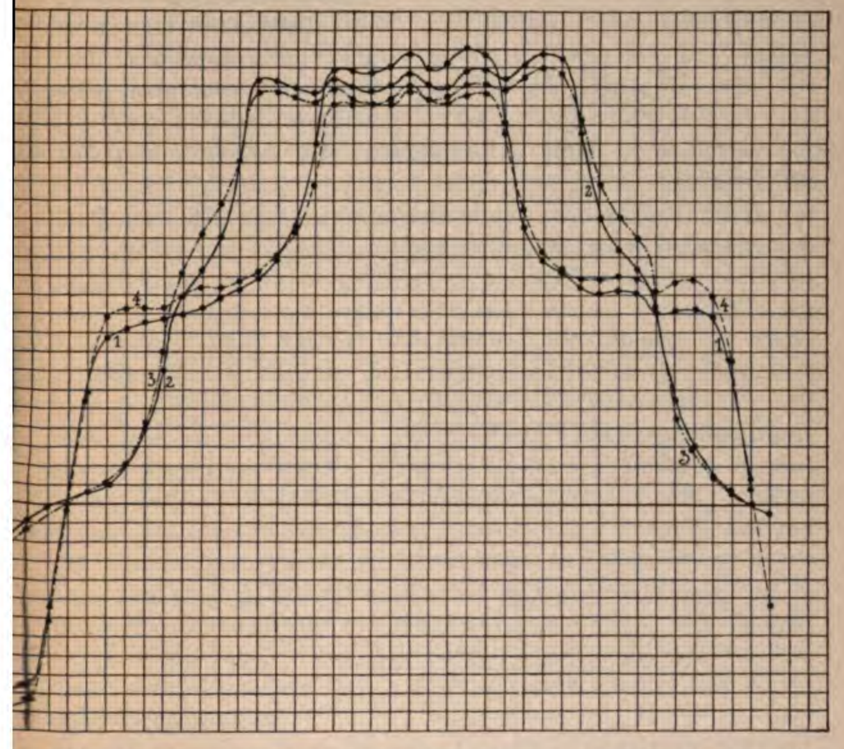


Fig. 375. Einfluß der Nuten auf die Kurvenform der EMK bei der Ma
Fig. 374.

I Berechnete Feldkurve. II Berechnete EMK-Kurve der Spulen 1
III Berechnete EMK-Kurve der Spulen 2 und 3. II' und III' Aus den e
mentell aufgenommenen Kurven ermittelte EMK-Kurven. II'' und III''
renzkurven, die den Einfluß der Nuten kennzeichnen.

dann wurden die EMK-Kurven jeder Spule **ballistisch (Fig. 376**
genommen.

Diese experimentell gefundenen Kurven zeigen gewisse Un-
mmetrien; aber es ist deutlich zu sehen, daß diese in erster Linie
n einer ungenauen Zentrierung des rotierenden Feldsystems her-
ren, welche ungleiche Induktionen unter den verschiedenen
lschuhen hervorruft; diese bewirken, wie aus der graphischen
nstruktion der EMK-Kurve hervorgeht, eine Verschiedenheit der



g. 376. Experimentell aufgenommene EMK-Kurven der Maschine Fig. 404.

ximalen Ordinaten des positiven und negativen Teiles dieser
rve. — Ferner treten auch Unsymmetrien auf wegen des
nanenten Magnetismus; dieser bewirkt, daß der aufsteigende
il der EMK-Kurve tiefer und der absteigende höher zu liegen
mmt als in der theoretisch berechneten Kurve (siehe Fig. 377).
n Einfluß dieser Unsymmetrien auf den Vergleich der experi-
ntell gefundenen und der berechneten Kurven kann man zum
l eliminieren, indem man die Mittelwerte aus den zwei Seiten
der Kurven (die für Kurve 1 und 4 und die für Kurve 2
d 3) nimmt. Auf diese Weise sind aus den Kurven Fig. 376 die
rven II′ und III′ der Fig. 375 ermittelt. Aus diesen und den

berechneten Kurven II und III bildet man die Differenzkurven II' und III", welche Kurven, wenn die Methode zur Berechnung der Feldkurven ganz exakt wäre, den Einfluß der Nuten auf die Variation des Kraftflusses Φ_x und damit auf die EMK-Kurve darstellen würden.

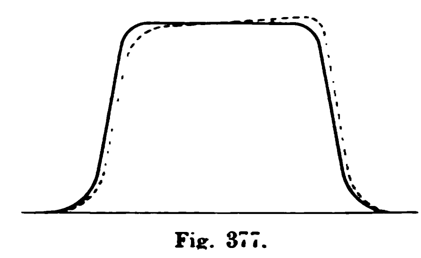


Fig. 377.

Betrachtet man den Einfluß der Nuten auf die EMK-Kurve, so kann man bei mehrnutigen Ankern zwei wesentlich verschiedene Fälle unterscheiden, die beide in Fig. 378 dargestellt sind.

I. Fall (Polschuhe voll ausgezogen, Fig. 378, der Polbogen ist nur ein Vielfaches der halben Nutenteilung). Bewegt die Armatur

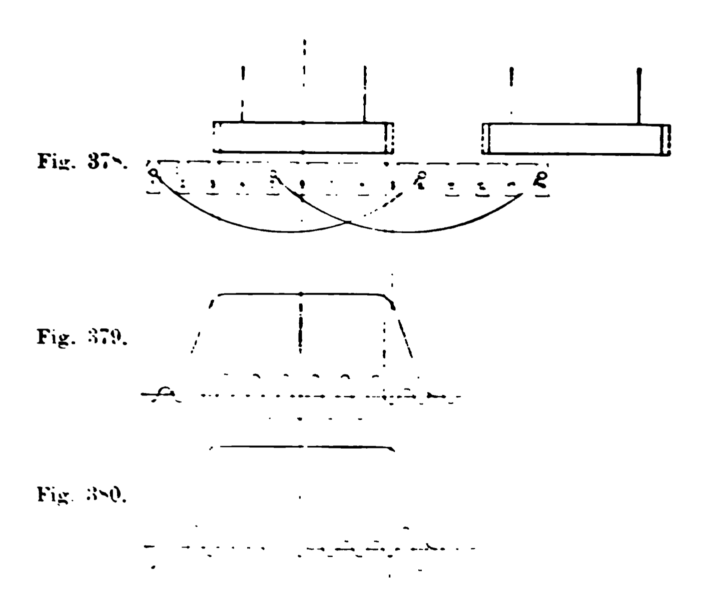


Fig. 378.

Fig. 379.

Fig. 380.

sich relativ zum Polschuhe, so wird der totale Kraftfluß Φ_{max} in seiner Größe wenig schwanken, weil in dem Momente, in welchem eine Nut unter der einen Ecke des Polschuhes eintritt, ein Zahn unter der anderen Ecke austritt u. s. w., so daß der magnetische Widerstand des Luftspaltes sich nur wenig ändert. Dagegen oszilliert der Kraftfluß unter dem Polschuhe hin und her und zwar einmal für jeden Zahn, wenn dieser unter ein

ke eintritt. Betrachten wir eine Spule, die in den Nuten 1
l 10 untergebracht ist, so ist der diese Spule durchsetzende
ıftfluß fast unabhängig von der Lage der Nuten, während eine
ıle, die in den Nuten 5 und 14 liegt, von einem Kraftfluß durch-
t wird, der fast Null ist, und wegen des Hin- und Heroszillierens
totalen Kraftflusses stets schwankt. Man erhält deswegen für
letztere Lage der Spule eine induzierte EMK, herrührend von
Nuten, die eine Periodenzahl $2\gamma c$ besitzt, wenn c = Perioden-
des Wechselstromes und der Anker γ Nuten pro Pol besitzt.
dem Gesagten folgt das in Fig. 379 gegebene Bild von den
iner Spule induzierten EMKen, welche sich superponieren und
resultierende EMK-Kurve ergeben.

II. Fall (Polschuh punktiert, Fig. 378, der Polbogen ist
Vielfaches der ganzen Nutenteilung). Es liegen unter den
en desselben Polschuhes entweder 2 Nuten oder 2 Zacken, so
man zwar eine kleine Oszillation des Feldes hin und her er-
, aber außerdem eine bedeutende Schwankung der Größe des
len Flusses. Hier variiert die Summe der Längen der Zahn-
fe unter dem Polschuhe, und man sieht leicht ein, daß man
in Fig. 380 dargestellte Bild der EMK-Kurve erhält.

Wie groß die Amplituden dieser höheren Harmonischen sind,
schwer voraus zu sagen; denn man müßte zuerst den Einfluß
Nuten auf die Kraftflußverteilung zwischen Pol und Armatur
echnen, um die Änderung des Flusses mit der Änderung der
lung der Armatur voraus zu bestimmen. — Außerdem wird die
sation des totalen Kraftflusses pro Pol durch Wirbelströme in
massiven Eisenmassen des Magnetsystems stark abgedämpft,
daß jede Rechnung noch schwieriger wird. Im allgemeinen
l man nur den unter Fall I beschriebenen Einfluß der Nuten
ücksichtigen müssen.

Wendet man diese Betrachtung auf die hier behandelte Maschine
Gesellschaft für elektrische Industrie an, so sieht man aus Kurve
und III″ Fig. 375, daß hier der Fall I hauptsächlich in Betracht
ımt. Nur treten die von den Nuten herrührenden Unterschiede
ıchen den zwei Teilen der EMK-Kurve hier nicht so scharf auf wie
'ig. 379, weil die Polschuhecken abgerundet sind und $y \gtrless \tau$ ist.

Wenn man nun in Betracht zieht, daß die Konstruktion der
lkurven hier nur angenähert richtig ist, so darf man behaupten,
die Kurven II″ und III″ so wenig von der Abszissenachse ab-
ːhen, daß die vorgeführten Berechnungen und Erklärungen als
ːig und brauchbar angesehen werden können.

Zackenarmaturen: Will man die EMK-Kurve solcher Arma-
n möglichst exakt behandeln, so tut man am besten, zuerst die

Feldintensitätskurve für einen glatten Anker mit den gleichen Polen zu ermitteln und dann mit deren Hilfe die Φ-Kurve als Funktion der Zeit aufzuzeichnen, indem man irgend eine Annahme über die Größe des Kraftflusses, der in die Nuten eintritt, macht, der ja auch von der Permeabilität μ_z der Zähne abhängt. Aus der Φ-Kurve konstruiert man sich dann die Kurve der EMK

$$e = -w \frac{d\Phi}{dt}.$$

Eine EMK-Kurve, der man in der Praxis öfters begegnet, ist in Fig. 381 dargestellt. Es ist die eines Dreiphasengenerators mit einer einzigen großen offenen Nut pro Pol und Phase. Diese Kurve, Fig. 381, ist an einer Gleichpolmaschine aufgenommen worden.

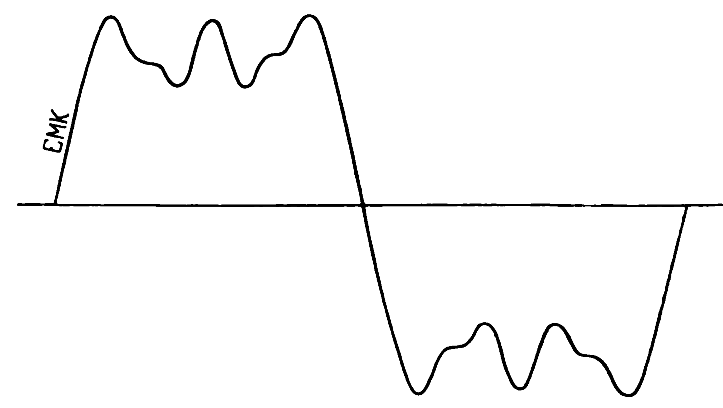


Fig. 381. EMK-Kurve eines Dreiphasengenerators mit einer großen, offenen Nut pro Pol und Phase.

Die halbgeschlossenen und offenen Nuten haben noch den weiteren Einfluß, den magnetischen Widerstand des Luftzwischenraumes zu vergrößern; auch hierdurch kann die Form der EMK-Kurve etwas beeinflußt werden, indem diese Wirkung einer Vergrößerung des Luftzwischenraumes entspricht..

Unter Umständen können die EMK-Kurven etwas mehr abgerundet sein als die berechneten. Diese Erscheinung rührt von der Sättigung der Zähne her, die erstens wie eine Vergrößerung des Luftspaltes wirkt, und zweitens den Kraftfluß zwingt, zum Teil quer und zum Teil längs durch die Nuten zu verlaufen.

Der remanente Magnetismus bewirkt, wie wir schon gesehen haben, daß der aufsteigende Teil der Feldkurven niedriger

und der abfallende höher zu liegen kommt als der berechnete. Der Einfluß desselben beschränkt sich bei den Gleichpoltypen aber nicht allein darauf, sondern wirkt auch dadurch schädlich, daß zwischen den Polhörnern ein viel stärkeres Feld stehen bleibt als berechnet; die Folge davon ist, daß Φ kleiner ausfällt, oder was dasselbe bedeutet, man wird finden, daß die in den Tabellen angegebenen a_i zu hoch sind. Die Form der EMK-Kurve wird jedoch nicht viel verändert, und man darf die in den Tabellen angegebenen Werte von $E_{p,1}$, $E_{p,3}$ u. s. w. benutzen.

Dreizehntes Kapitel.

Die Feldkurve einer asynchronen Maschine.

44. Die magnetomotorische Kraft einer Einlochwicklung. — 45. Die magnetomotorische Kraft einer Mehrlochwicklung. — 46. Drehsinn und Geschwindigkeit des Grundfeldes und der Oberfelder. — 47. Die Form der Feldkurve. — 48. Einfluß der Zahnsättigung auf die Form der Feldkurve.

In den synchronen Maschinen wird ein Drehfeld durch die Rotation von Polen, die von einem Gleichstrom erregt werden, zu Stande gebracht. In den asynchronen Maschinen dagegen wird das Drehfeld von dem Mehrphasenstrom des Ankers selbst erzeugt.

Das Magnetsystem der synchronen Maschinen wird, wie wir gesehen haben, fast stets mit körperlichen Polen ausgeführt und zwar erstens, weil diese eine einfachere und billigere Herstellung des Magnetsystems und der Feldwicklung gestatten, und zweitens, weil die Rückwirkung des Ankerstromes auf das Feld durch die Pollücken verkleinert wird. Bei den asynchronen Maschinen liegen die Verhältnisse ganz anders. Das Feld wird hier von dem Anker- oder Statorstrom erzeugt und soll in der Feld- oder Rotorwicklung möglichst große EMKe induzieren, d. h. die Ankerrückwirkung soll möglichst groß sein.

Um nun den Magnetisierungsstrom, der eine wattlose Stromkomponente bedingt, möglichst klein zu machen und um die Ankerrückwirkung zu verstärken, macht man erstens den Luftspalt δ so klein, wie es mechanisch zulässig ist, und führt zweitens den Rotor als Trommel aus. Dadurch erreicht man, daß das Statorfeld sich fast vollständig durch das Rotoreisen schließt und in der Rotorwicklung möglichst große EMKe induziert. Bei offener Rotorwicklung wird der Statorstrom ein so großes Feld erzeugen, daß es eben ausreicht, um eine der Klemmenspannung entgegengesetzt gerichtete EMK in der Statorwicklung zu induzieren. Die Form dieses Feldes hängt natürlich sowohl von der Wicklung wie von der Form der

Spannungskurve ab. Da eine sinusförmige Spannungskurve angestrebt werden soll, und da diese die einfachste ist, so werden wir uns zuerst mit den von Sinusströmen erzeugten Feldern beschäftigen. Das vom Statorstrom erzeugte Feld hängt in dem Falle nur von der magnetomotorischen Kraft der Wicklung ab, weil der magnetische Widerstand aller Kraftröhren, die zwischen Stator- und Rotoroberfläche verlaufen, derselbe ist.

44. Die magnetomotorische Kraft einer Einlochwicklung.

a) Einphasige Einlochwicklungen. Die einfachste aller Wicklungen ist die Einphasen-Einlochwicklung mit der Spulenweite gleich der Polteilung. Denken wir uns deswegen zuerst eine solche auf dem Stator angebracht, so wird sie im Luftspalt ein magnetisches Wechselfeld erzeugen. Gehen wir von der Annahme aus, daß der magnetische Widerstand des Eisens gegenüber demjenigen des Luftzwischenraumes vernachlässigbar ist, so wird die

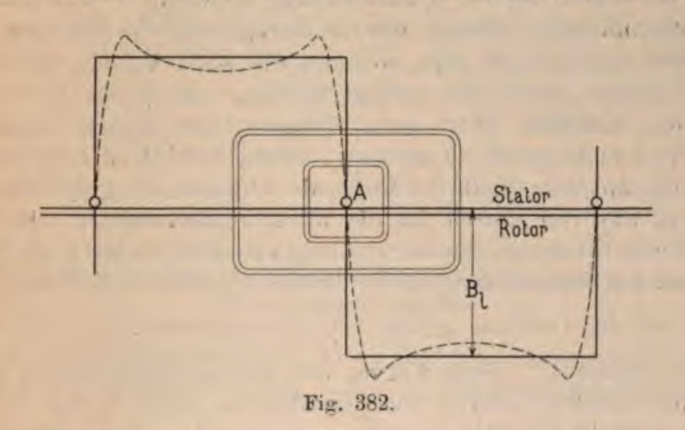


Fig. 382.

Kurve des Wechselfeldes rechteckig, wie die ausgezogene Kurve der Fig. 382 angibt. Die Feldkurve einer solchen Wicklung wird jedoch in Wirklichkeit eine etwas deformierte Form, ähnlich derjenigen der punktierten Kurve in Fig. 382, erhalten, weil der Eisenwiderstand nicht vollständig vernachlässigbar ist und die Kraftröhren nicht von gleicher Länge sind.

Die Richtung der magnetischen Kraft kann mittels der Handregel (S. 2) gefunden werden. Überall, wo Kraftfluß aus den Eisenflächen in den Luftspalt austritt, denkt man sich nordmagnetische Belegungen, und überall, wo Kraftfluß eintritt, südmagnetische Belegungen; es stehen also überall Nordpole und

Südpole einander gegenüber. Wie aus der Figur 382 ersichtlich, wirkt auf jede Kraftröhre, die die Nut A umschlingt, dieselbe MMK, gleichgültig wie die Röhre verläuft. Diese MMK schwankt nach einer Sinusfunktion mit der Amplitude $\sqrt{2}\, J\, s_n$, wenn J die effektive Stromstärke in jedem der s_n Stäbe der Nut bedeutet. Diese MMK, die ihren Sitz in der Statorwicklung hat, dient hauptsächlich dazu, den Kraftfluß zweimal über den Luftspalt und durch die Zähne zu treiben. Bildet man das Linienintegral $0{,}8 \int H dl$ über eine Kurve C, so ist diese bekanntlich gleich der MMK der Windungen, mit denen diese Kurve C verkettet ist. Das Integral läßt sich angenähert durch eine Summe von Ampèrewindungen ersetzen, welche sich aus den MMKen zusammensetzt, die nötig sind, um den Kraftfluß zweimal über den Luftspalt, durch die Zähne des Rotors und Stators und durch das Rotor- und Statoreisen hinter den Zähnen zu treiben. Die beiden letzten Glieder sind gegen die ersteren im allgemeinen verschwindend klein und sollen deswegen vorerst vernachlässigt werden. Betrachten wir nun ausschließlich Röhren, die in Bezug auf die Spulenseite A (Fig. 382) symmetrisch sind, so kann die MMK $\sqrt{2}\, J\, s_n$ der Spule in zwei gleich große Teile zerlegt werden, von denen jeder dazu dient, den Kraftfluß über einen Luftspalt und einmal durch die Rotor- und Statorzähne zu treiben. Dadurch wird es möglich, die MMK, die an jeder Stelle im Luftspalt wirksam ist, graphisch darzustellen, was von Vorteil für die weiteren Rechnungen sein wird.

Bei der Einphasen-Einlochwicklung wird also die MMK als Funktion einer am Statorumfange gemessenen Länge durch die rechteckige Kurve mit der Ordinate gleich $\sqrt{2}\,\frac{J s_n}{2}$ dargestellt. Fig. 383 zeigt ein Bild derselben. Diese Kurve, die wir im folgenden als magnetomotorische Kraftkurve bezeichnen, kann in ihre Harmonischen aufgelöst werden.

Die Grundwelle dieser MMK-Kurve hat eine Amplitude von $\sqrt{2}\,\frac{J s_n}{2}\,\frac{4}{\pi} = 2\,\frac{\sqrt{2}}{\pi}\cdot J\cdot s_n = 0{,}9\, J s_n$ (s. Bd. I S. 148); diese Grundwelle erzeugt ein sinusförmiges Wechselfeld, welches als Grundfeld des Motors zu betrachten ist, da es die gewünschte Anzahl Pole, die der Motor haben soll, besitzt. Wenn man demnach im folgenden von der Polzahl des Motors spricht, so ist darunter immer die Polzahl des Grundfeldes zu verstehen. Über das Grundfeld lagern sich Oberfelder, die von den höheren Harmonischen der MMK-Kurve herrühren. Diese Oberfelder sind Wechselfelder und sind in Fig. 383 mit dem Grundfeld zusammen aufgezeichnet. Das

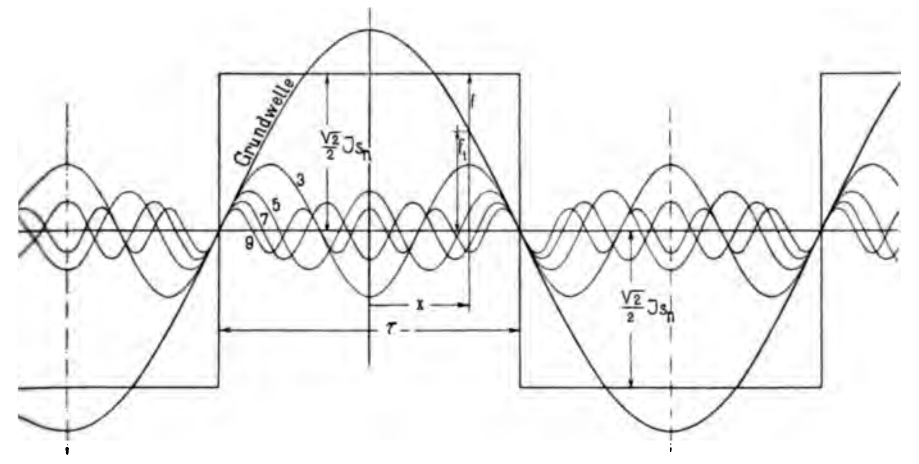
te Oberfeld hat eine νmal kleinere Amplitude und eine νmal rößere Polzahl als das Grundfeld (s. Bd. I S. 148). Legen wir die rdinatenachse durch den Scheitel des Grundfeldes, so kann der lomentanwert der MMK dieses Feldes für irgend einen Punkt im bstande x durch die folgende Formel ausgedrückt werden:

$$f_1 = F \sin(\omega t) \cos\left(\frac{x}{\tau}\pi\right),$$

ro

$$F = \frac{2}{\pi}\sqrt{2}\, J s_n = 0{,}9\, J s_n, \qquad \omega = 2\pi c$$

nd τ = Polteilung ist.



g. 383. Feld einer Einphasen-Einlochwicklung einer asynchronen Maschine und seine Harmonischen.

Die resultierende MMK aller Felder, die durch die rechtkige Kurve dargestellt wird, lautet in dieser Ausdrucksweise

$$= 0{,}9\, J s_n \sin \omega t \left\{\cos\left(\frac{x}{\tau}\pi\right) - \frac{1}{3}\cos\left(\frac{3x}{\tau}\pi\right) + \frac{1}{5}\cos\left(\frac{5x}{\tau}\pi\right) - \ldots\right\} \quad (83)$$

Betrachten wir vorläufig die Grundwelle, so kann die Formel ir f_1 auch in der folgenden Form geschrieben werden:

$$f_1 = F \sin(\omega t) \cos\left(\frac{x}{\tau}\pi\right)$$

$$= \frac{F}{2}\sin\left(\omega t - \frac{x}{\tau}\pi\right) + \frac{F}{2}\sin\left(\omega t + \frac{x}{\tau}\pi\right) = f_{1x} + f_{1y}.$$

In den Fig. 384 a—g sind für verschiedene Zeitmomente sowohl wie ihre Komponenten f_{1x} und f_{1y} als Funktionen des Statormfanges aufgezeichnet. Aus diesen Figuren sieht man deutlich,

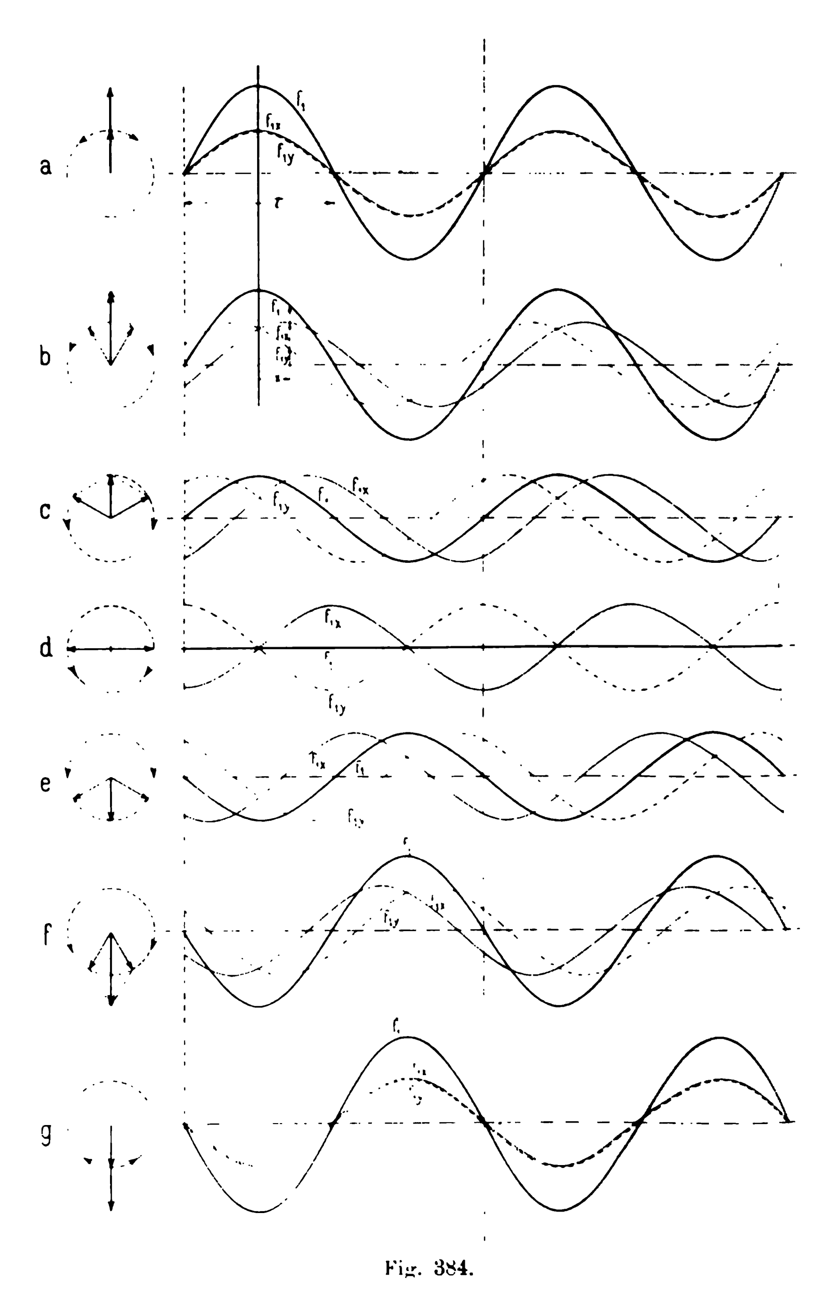


Fig. 384.

daß die MMKe f_{1x} und f_{1y} je für sich kein **Wechselfeld erzeugen, sondern** daß zwei Drehfelder entstehen, **die sich mit gleicher Ge-**

schwindigkeit, aber in entgegengesetzter Richtung über die Statoroberfläche hin verschieben. f_{1x} erzeugt ein rechtsdrehendes und f_{1y} ein linksdrehendes Feld.

Ein Wechselfeld ist somit äquivalent mit zwei Drehfeldern, deren Amplituden gleich der Hälfte des Wechselfeldes, und welche mit gleicher Geschwindigkeit, aber in entgegengesetzter Richtung rotieren. (Siehe S. 27.)

In ähnlicher Weise kann jedes der wechselnden Oberfelder in zwei Drehfelder von der halben Amplitude zerlegt werden.

b) Mehrphasige Einlochwicklungen. Wir gehen jetzt zur Betrachtung des von einem Mehrphasenstrom erzeugten Feldes

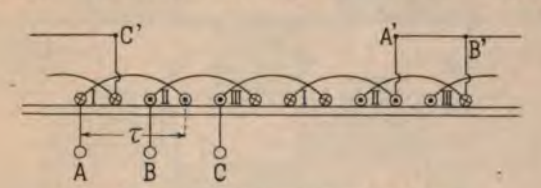


Fig. 385. Dreiphasen-Einlochwicklung.

über. In Fig. 385 ist eine symmetrische Dreiphasen-Einlochwicklung dargestellt. Sie besteht aus drei um 120°, entsprechend $120 \frac{\tau}{180} = \frac{2}{3}\tau$, gegeneinander verschobenen Spulen pro Polpaar, die z. B. im Stern verbunden werden können, wie in Fig. 386 gezeigt ist. Die drei Spulen denken wir uns von einem symmetrischen und sinusförmigen Dreiphasenstrom, d. h. von drei gleich großen Strömen, deren gegenseitige Phasenverschiebungen gleich 120° sind, durchflossen.

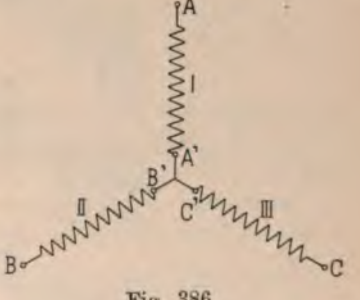


Fig. 386.

Der Strom jeder Phase erzeugt ein Wechselfeld von der rechteckigen Form Fig. 382. Berechnet man die MMKe der einzelnen Phasen für verschiedene Zeitmomente, indem man die Richtung und Größe der Momentanströme berücksichtigt, so erhält man die in Fig. 387 mit dünnen Linien dargestellten drei MMK-Kurven.

Die Kurve der Phase I ist mit (1 — 1 — 1 — 1 . . .) bezeichnet und voll ausgezogen, die Phase II ist mit (2 — 2 — 2 — 2 . . .) bezeichnet und punktiert und die der Phase III ist mit (3 — 3 — 3 — 3 . . .) bezeichnet und strichpunktiert. Addiert man die Ordinaten dieser

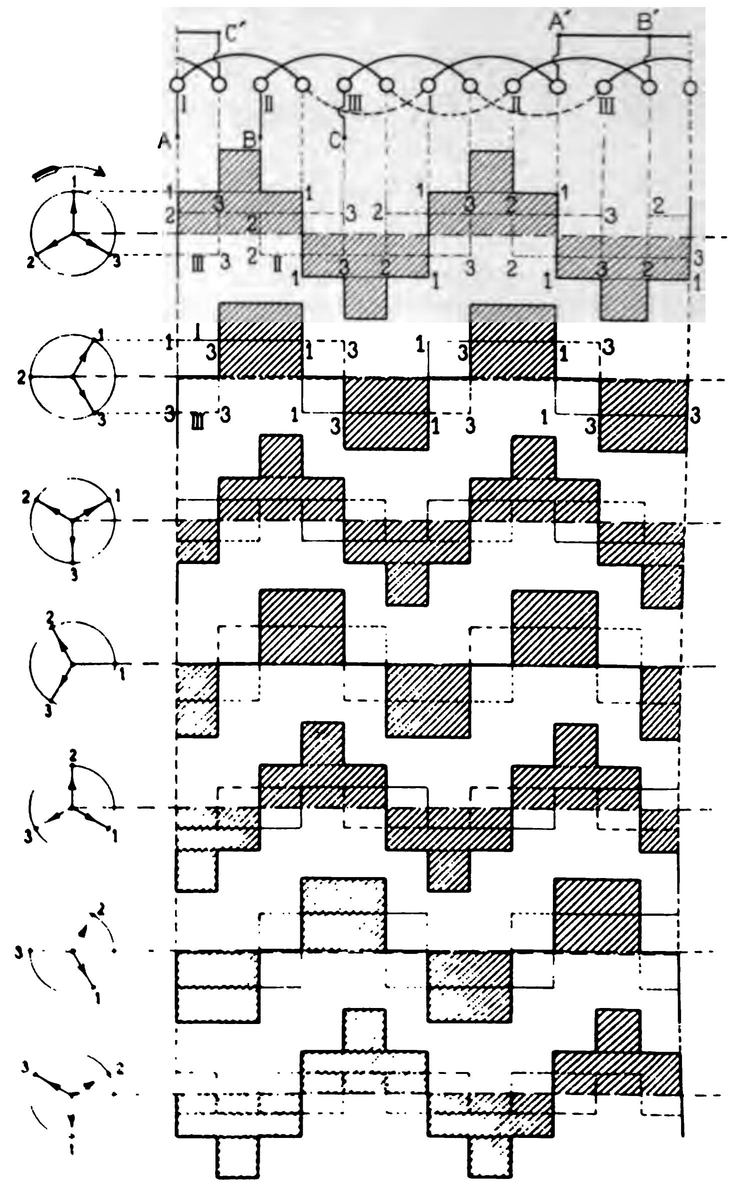


Fig. 387. Zusammensetzung der MMK-Kurven einer Dreiphasen-Einloch wicklung zu ihrer Resultierenden.

MMK-Kurven, so erhält man als resultierende MMK-Kurve die d ausgezogene eckige Kurve, welche ein Drehfeld von gleicher Fc erzeugt.

In Fig. 387 a—g ist dies für sieben aufeinanderfolgende Zeitmomente innerhalb einer halben Periode aufgezeichnet. Aus diesen Figuren geht hervor, daß das Feld eines Mehrphasenstromes seine Größe und Form während einer Periode nicht stark ändert, sondern nur seine Lage. Das Statorfeld verschiebt sich gleichförmig während einer Periode um die doppelte Polteilung, also um dieselbe Strecke, um welche ein von Gleichstrom erregtes Magnetfeld sich während derselben Zeit in einem Synchronmotor bewegt. Um das Drehfeld in das Grundfeld und die Oberfelder zu zerlegen, zerlegt man am besten die rechteckige MMK-Kurve jeder Phase in ihre Harmonischen und addiert die Ordinaten der entsprechenden Harmonischen. Es wird somit das folgende Grundfeld f_1 von dem Dreiphasenstrom erzeugt:

$$
\begin{aligned}
f_1 &= F\sin(\omega t)\cos\left(\frac{x}{\tau}\pi\right) + F\sin(\omega t - 120^0)\cos\left(\frac{x}{\tau}\pi - 120^0\right) \\
&+ F\sin(\omega t - 240^0)\cos\left(\frac{x}{\tau}\pi - 240^0\right) \\
&= \frac{F}{2}\sin\left(\omega t - \frac{x}{\tau}\pi\right) + \frac{F}{2}\sin\left(\omega t + \frac{x}{\tau}\pi\right) \\
&+ \frac{F}{2}\sin\left(\omega t - \frac{x}{\tau}\pi\right) + \frac{F}{2}\sin\left(\omega t + \frac{x}{\tau}\pi - 240^0\right) \\
&+ \frac{F}{2}\sin\left(\omega t - \frac{x}{\tau}\pi\right) + \frac{F}{2}\sin\left(\omega t + \frac{x}{\tau}\pi - 480^0\right) \\
&= 3\frac{F}{2}\sin\left(\omega t - \frac{x}{\tau}\pi\right).
\end{aligned}
$$

Die drei Glieder der zweiten Reihe heben sich gegenseitig auf, woraus folgt, daß sich die drei Drehfelder, die sich nach links verschieben, kompensieren, so daß nur die drei rechtsläufigen Drehfelder bestehen bleiben. Da diese alle in Phase sind, so wird das resultierende Grundfeld ein rechtsläufiges Drehfeld sein mit der Amplitude der MMK gleich $\frac{3}{2}$ derjenigen der Wicklung einer Phase.

Wählen wir die zeitliche Reihenfolge der Ströme in den drei Spulen umgekehrt wie bisher, so daß z. B. Spule I von dem Strome $J\sqrt{2}\sin\omega t$, Spule II von dem Strome $J\sqrt{2}\sin(\omega t + 120^0)$ und Spule III von dem Strome $J\sqrt{2}\sin(\omega t + 240^0)$ durchflossen wird, so ergibt sich ein der MMK F entsprechendes Drehfeld

$$f_1 = \frac{3}{2}F\sin\left(\omega t + \frac{x}{\tau}\pi\right) \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (84)$$

dasselbe ist linksdrehend. **Wir sehen somit, daß das D feld seine Richtung ändert, wenn wir die zeitliche Reil folge der Phasen abändern.** Um die Reihenfolge der 3 Ph umzutauschen, genügt es, 2 Phasen zu wechseln, wie die folge zwei Zahlenreihen veranschaulichen, in denen die Zahlen 2 u vertauscht sind.

$$\overrightarrow{\quad}$$
1 2 3 1 2 3 1 2 3 1
1 3 2 1 3 2 1 3 2 1
$$\overleftarrow{\quad}$$

Führen wir einer symmetrischen m-Phasenwicklung, besteh aus m Spulen, die um $\frac{2\tau}{m}$ gegeneinander verschoben sind, ei symmetrischen Mehrphasenstrom zu, so wird in analoger Weise oben, ein resultierendes Grundfeld entstehen, das von der folgen MMK-Kurve erzeugt wird:

$$f_1 = F \sin(\omega t)\cos\left(\frac{x}{\tau}\pi\right) + F\sin\left(\omega t - \frac{360}{m}\right)\cos\left(\frac{x}{\tau}\pi - \frac{360}{m}\right)$$
$$+ F\sin\left(\omega t - 2\frac{360}{m}\right)\cos\left(\frac{x}{\tau}\pi - 2\frac{360}{m}\right) + \ldots\ldots$$
$$+ F\sin\left[\omega t - (m-1)\frac{360}{m}\right]\cos\left[\frac{x}{\tau}\pi - (m-1)\frac{360}{m}\right]$$
$$= \frac{F}{2}\sin\left(\omega t - \frac{x}{\tau}\pi\right) + \frac{F}{2}\sin\left(\omega t + \frac{x}{\tau}\pi - 2\frac{360}{m}\right)$$
$$+ \frac{F}{2}\sin\left(\omega t - \frac{x}{\tau}\pi\right) + \frac{F}{2}\sin\left(\omega t + \frac{x}{\tau}\pi - 4\frac{360}{m}\right)$$
$$\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots$$
$$+ \frac{F}{2}\sin\left(\omega t - \frac{x}{\tau}\pi\right) + \frac{F}{2}\sin\left[\omega t + \frac{x}{\tau}\pi - 2(m-1)\frac{360}{m}\right]$$
$$= \frac{m}{2}F\sin\left(\omega t - \frac{x}{\tau}\pi\right).$$

Das resultierende Drehfeld einer symmetrischen Phasenwicklung hat somit eine Amplitude gleich $\frac{m}{2}$ m der Amplitude des Wechselfeldes einer Phase.

Die Amplitude der das Grundfeld erzeugenden Amperewindun ist somit pro magnetischen Kreis gleich

$$\frac{m}{2}F = \frac{m}{2}\frac{2}{\pi}\sqrt{2}\,J\cdot s_n = 0{,}45\,m\,J s_n. \quad . \quad (85)$$

Wir haben bis jetzt die von den einzelnen Spulen erzeugten Oberfelder vernachlässigt und wollen nun kurz untersuchen, zu welchen resultierenden Oberfeldern sie sich zusammensetzen.

Betrachten wir hier wieder zuerst eine symmetrische 3 Phasenwicklung mit einem Loch pro Pol und Phase, so erhalten wir allgemein folgende resultierende MMK-Kurve:

$$f = F \sin \omega t \left(\cos \frac{x}{\tau} \pi - \frac{1}{3} \cos \frac{3x}{\tau} \pi + \frac{1}{5} \cos \frac{5x}{\tau} \pi - \dots \right)$$

$$+ F \sin(\omega t - 120^0) \left[\cos \left(\frac{x}{\tau} \pi - 120^0 \right) - \frac{1}{3} \cos \left(\frac{3x}{\tau} \pi - 360^0 \right) \right.$$

$$\left. + \frac{1}{5} \cos \left(\frac{5x}{\tau} \pi - 600^0 \right) - \dots \right] + F \sin(\omega t - 240^0) \left[\cos \left(\frac{x}{\tau} \pi - 240^0 \right) \right.$$

$$\left. - \frac{1}{3} \cos \left(\frac{3x}{\tau} \pi - 720^0 \right) + \frac{1}{5} \cos \left(\frac{5x}{\tau} \pi - 1200^0 \right) - \dots \right].$$

Zerlegen wir alle diese Wechselfelder in je zwei Drehfelder und rechnen die Summe aus, so ergibt sich

$$f = \frac{3}{2} F \left[\sin \left(\omega t - \frac{x}{\tau} \pi \right) + \frac{1}{5} \sin \left(\omega t + \frac{5x}{\tau} \pi \right) - \frac{1}{7} \sin \left(\omega t - \frac{7x}{\tau} \pi \right) \right.$$

$$\left. - \frac{1}{11} \sin \left(\omega t + \frac{11x}{\tau} \pi \right) + \dots \right] \quad \dots \dots \dots \quad (86)$$

Hieraus sehen wir, daß die Oberfelder mit 3a-facher Polzahl des Grundfeldes, wobei a eine ganze Zahl bedeutet, vollständig verschwinden, während die mit fünf- und elffacher Polzahl als resultierende Felder linksläufige Drehfelder und diejenigen mit sieben- und dreizehnfacher Polzahl rechtsläufige Drehfelder ergeben, wobei das Grundfeld ebenfalls rechtsläufig ist, wie oben angegeben.

Betrachten wir die Tabelle:

Grundfeld	$1 = 0 \times 3 + 1$	rechts drehend
Oberfeld	$3 = 1 \times 3 + 0$	verschwindet
„	$5 = 2 \times 3 - 1$	links drehend
„	$7 = 2 \times 3 + 1$	rechts drehend
„	$9 = 3 \times 3 + 0$	verschwindet
„	$11 = 4 \times 3 - 1$	links drehend
„	$13 = 4 \times 3 + 1$	rechts drehend,

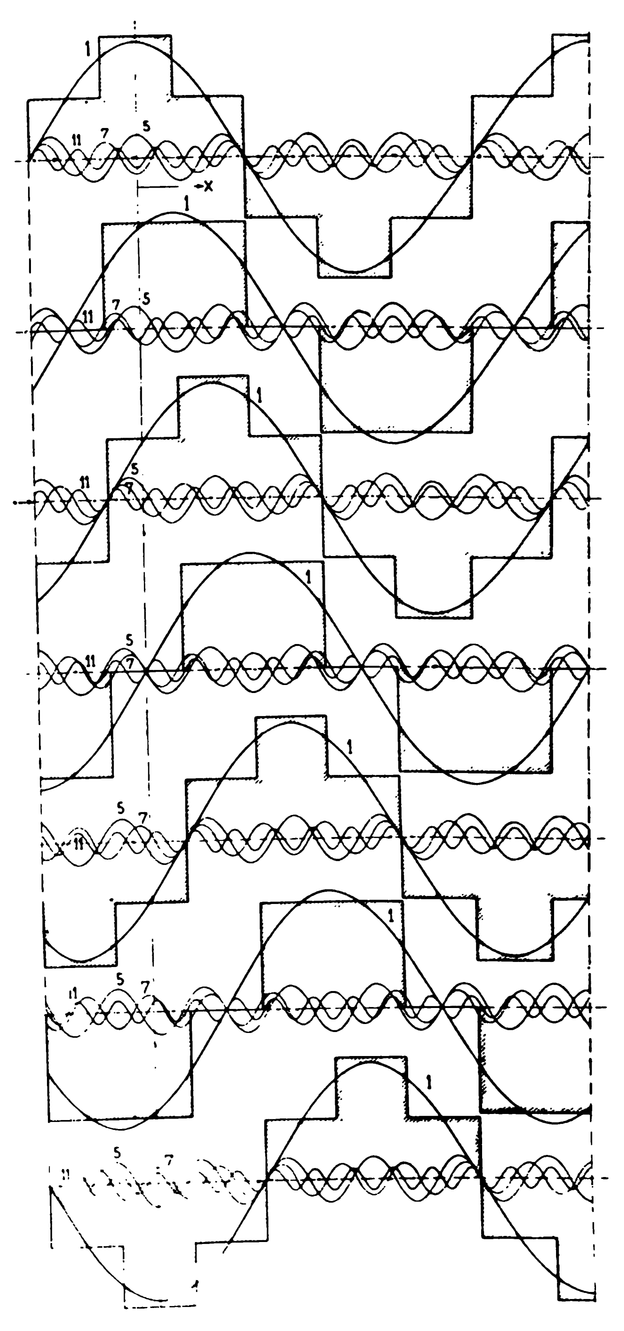


Fig. 388. Auflösung der resultierenden MMK-Kurve einer Dreiphasen-Einlochwicklung in ihre Harmonischen.

ersehen wir ferner, daß alle Oberfelder, die eine Polzahl gleich
$\times 3 + 1$ haben, rechtsläufige Drehfelder und alle Oberfelder mit
ner Polzahl gleich $a \times 3 - 1$ linksläufige Drehfelder ergeben;
sei eine beliebige ganze Zahl.

Da sowohl das Grundfeld wie auch die Oberfelder von dem-
ben sinusförmigen Dreiphasenstrom erzeugt werden, folgt, daß
hrend einer Periode des Stromes sowohl Grundfeld wie Ober-
ler sich um eine doppelte Polteilung des betreffenden Feldes
schieben; da die Polteilung des νten Oberfeldes gleich einem
l der Polteilung des Grundfeldes ist, verschiebt sich dabei das
Oberfeld mit dem νten Teile der Geschwindigkeit des Grund-
les.

Die Umfangsgeschwindigkeit des νten Oberfeldes ist also
derjenigen des Grundfeldes.

In Fig. 388 sind die MMKe f und ihre höheren Harmonischen
7 verschiedene aufeinanderfolgende Zeitmomente innerhalb einer
ben Periode aufgezeichnet. Es ist ersichtlich, daß die Grund-
lle (1) und die 7. Oberwelle sich nach **rechts** und die 5. und
Oberwelle sich nach **links** verschieben.

Zu demselben Resultat, welches durch Summation der Wir-
ngen der einzelnen Phasen erhalten wird, wären wir auch durch
ektes Auflösen der eckigen resultierenden MMK-Kurve f in ihre
rmonischen gelangt.

Hieraus sieht man also, daß die MMKe der einzelnen Phasen
h teils derartig kompensieren, daß ein Drehfeld (Grundfeld) mit
er Polteilung gleich der Spulenweite und mehrere kleine Dreh-
der mit Polzahlen, die ein Vielfaches der Polzahl des Grund-
des sind, entstehen.

In analoger Weise, wie bei der symmetrischen Dreiphasen-
klung erhält man bei einer **symmetrischen m-Phasenwick-
ng** die folgende resultierende MMK-Kurve:

$$= F \sin \omega t \left[\cos \frac{x}{\tau}\pi + \frac{1}{3}\cos\frac{3x}{\tau}\pi + \ldots\ldots\right]$$

$$+ F \sin\left(\omega t - \frac{360}{m}\right)\left[\cos\left(\frac{x}{\tau}\pi - \frac{360}{m}\right) + \frac{1}{3}\cos\left(\frac{3x}{\tau}\pi - 3\,\frac{360}{m}\right) + \ldots\right]$$

$$+ F \sin\left(\omega t - 2\,\frac{360}{m}\right)\left[\ldots\quad\ldots\right]$$

$$+ \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots$$

$$\left.\begin{aligned}
&= \frac{m}{2} F \left[\sin\left(\omega t - \frac{x}{\tau}\pi\right) + \frac{1}{2m-1}\sin\left[\omega t + (2m-1)\frac{x}{\tau}\pi\right]\right. \\
&- \frac{1}{2m+1}\sin\left[\omega t - (2m+1)\frac{x}{\tau}\pi\right] \\
&+ \frac{1}{4m-1}\sin\left[\omega t + (4m-1)\frac{x}{\tau}\pi\right] - \ldots\ldots,
\end{aligned}\right\} \quad (87)$$

worin m eine ungerade Zahl ist. Wenn die Phasenzahl m eine gerade Zahl und größer als 2 ist, so hat man in obige Formel $\frac{m}{2}$ statt m einzusetzen, weil in diesem Falle die Wicklung mit derjenigen von der halben Phasenzahl äquivalent ist; z. B. ist bei Vier- und Sechsphasenwicklungen $m = 2$ bezw. 3 zu setzen. Ferner müssen für $\frac{m}{2}$ = einer geraden Zahl die Vorzeichen aller Oberwellen in der obigen Formel umgewechselt werden.

45. Die magnetomotorische Kraft einer Mehrlochwicklung und die Wicklungsfaktoren.

a) Einphasige Mehrlochwicklungen. Im allgemeinen verwendet man bei asynchronen Maschinen nicht Einlochwicklungen, bei denen die Wicklung jeder Phase in einem Loch pro Pol vereint ist, sondern Mehrlochwicklungen oder verteilte Wicklungen, damit die Stromstärke pro Nut, und folglich auch die Streuung, nicht zu groß wird.

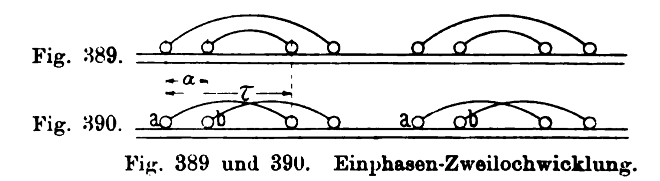


Fig. 389 und 390. Einphasen-Zweilochwicklung.

Betrachten wir zuerst eine Einphasen-Zweilochwicklung, wie die in Fig. 389 und 390 dargestellte, bei welcher die zwei Löcher um die Strecke α auseinander liegen, so ist es einleuchtend, daß ein Wechselstrom, der diese Wicklung durchfließt, auch ein Wechselfeld erzeugt; dieses Wechselfeld ist aber nicht mehr rechteckig, sondern besitzt die Form derjenigen eckigen Kurve (Fig. 391), welche sich durch Superposition der zwei rechteckigen Felder, die von den beiden Spulen erzeugt werden, ergibt.

Aus den beiden Fig. 389 und 390 geht weiter hervor, daß die Form des resultierenden Wechselfeldes unabhängig ist von der Art, in welcher die einzelnen Spulenseiten miteinander verbunden sind; deswegen denken wir uns im folgenden alle Wicklungen nach Art der Fig. 390 ausgeführt, wo alle Spulen dieselbe Weite τ haben. Ist eine Wicklung nicht in dieser Weise ausgeführt, so kann sie immer durch eine derartige ersetzt werden. Man könnte nun die eckige MMK-Kurve des resultierenden Wechselfeldes in ihre Harmonischen auflösen und dann mit dem Grundfelde und den Oberfeldern, wie oben gezeigt wurde, weiter rechnen. Man verfährt jedoch zweckmäßiger folgendermaßen: Man zerlegt die MMK-Kurve jeder Spule in ihre Grundwelle und höheren Harmonischen und superponiert alsdann die entsprechenden Harmonischen der MMK-Kurven der beiden Spulen. Die MMK der Spule a können wir wie folgt schreiben:

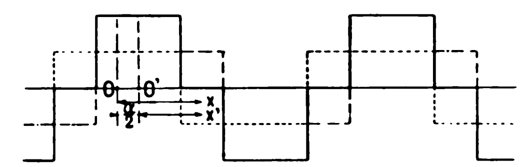


Fig. 391. Feld einer Einphasen-Zweilochwicklung.

$$f_a = F \sin \omega t \left(\cos \frac{x}{\tau} \pi - \frac{1}{3} \cos \frac{3x}{\tau} \pi + \frac{1}{5} \cos \frac{5x}{\tau} \pi - \ldots \right)$$

und die der Spule b

$$f_b = F \sin \omega t \left[\cos \left(\frac{x}{\tau} \pi - \alpha \right) - \frac{1}{3} \cos 3 \left(\frac{x}{\tau} \pi - \alpha \right) + \ldots \right],$$

also

$$f = f_a + f_b = F \sin \omega t \left[2 \cos \frac{\alpha}{2} \cos \left(\frac{x}{\tau} \pi - \frac{\alpha}{2} \right) \right.$$

$$\left. - \frac{2}{3} \cos \frac{3\alpha}{2} \cos 3 \left(\frac{x}{\tau} \pi - \frac{\alpha}{2} \right) + \ldots \right]$$

$$= F \sin \omega t \left(2 \cos \frac{\alpha}{2} \cos \frac{x'}{\tau} \pi - \frac{2}{3} \cos \frac{3\alpha}{2} \cos \frac{3x'}{\tau} \pi + \ldots \right),$$

wo

$$x' = x - \frac{\alpha}{2} \frac{\tau}{\pi}.$$

Wir heißen im folgenden ebenso wie bei den Synchronmaschinen (siehe S. 261):

$\cos\frac{\alpha}{2} = f_{w1}$ den Wicklungsfaktor des Grundfeldes einer Zweilochwicklung,

$\cos 3\frac{\alpha}{2} = f_{w3}$ den Wicklungsfaktor des dritten Oberfeldes einer Zweilochwicklung,

$\cos 5\frac{\alpha}{2} = f_{w5}$ den Wicklungsfaktor des fünften Oberfeldes u.s.w.;

also können wir schreiben:

$$f = 2\,F\sin\omega t\left(f_{w1}\cos\frac{x'}{\tau}\pi - \frac{f_{w3}}{3}\cos\frac{3\,x'}{\tau}\pi + \ldots.\right).$$

Diese Gleichung werden wir allgemein für alle Wicklungen gelten lassen, indem wir f_{w1}, f_{w3}, f_{w5} u. s. w. für die betreffende Wicklung entsprechend berechnen; diese **Faktoren sind** somit **allgemein die Wicklungsfaktoren der Grundfelder** und **der Oberfelder der betreffenden Wicklungen** und die Formel für f lautet deshalb:

$$f = q\,F\sin\omega t\left(f_{w1}\cos\frac{x}{\tau}\pi - \frac{f_{w3}}{3}\cos\frac{3\,x}{\tau}\pi + \ldots.\right) \quad . \quad . \quad (88)$$

$$= q\frac{F}{2}\left[f_{w1}\sin\left(\omega t - \frac{x}{\tau}\pi\right) + f_{w1}\sin\left(\omega t + \frac{x}{\tau}\pi\right)\right.$$

$$\left. - \frac{f_{w3}}{3}\sin\left(\omega t - \frac{3\,x}{\tau}\pi\right) - \frac{f_{w3}}{3}\sin\left(\omega t + \frac{3\,x}{\tau}\pi\right) + \ldots.\right] \quad (89)$$

wo q = Lochzahl pro Pol und Phase, und wo wir der Einfachheit halber x statt x' eingesetzt haben.

Da alle Sinusgrößen durch Radii-Vektoren dargestellt und als solche addiert werden können, ergibt sich für die Wicklungsfaktoren der einzelnen Harmonischen der MMK-Kurven dieselbe graphische Berechnungsweise, wie für die der EMK-Kurven der Synchronmaschinen. Die Wicklungsfaktoren f_{w1}, f_{w3}, f_{w5} .... der MMK-Kurven hängen lediglich von der Wicklung ab und stimmen vollständig mit denen der Synchronmaschinen überein. Es kommen jedoch bei den asynchronen Maschinen außer den bei den Synchronmaschinen behandelten Wicklungen eine Reihe von komplizierteren Wicklungen vor, deren Wicklungsfaktoren schwieriger zu bestimmen sind. Des besseren Verständnisses halber soll daher im folgenden unter Wiederholung der früheren Ausführungen eine vollständige Darstellung der Berechnungsweise der Wicklungsfaktoren gegeben werden. Auch die Tabellen der Wicklungsfaktoren sind hier nochmals eingefügt.

Für die Zweilochwicklung setzt man, vergl. Fig. 392, die zwei ›ktoren F unter dem Winkel α zusammen und erhält

$$f_{w1} = \frac{\overline{AC}}{\overline{AB} + \overline{BC}} = \cos\frac{\alpha}{2}$$

ıd für die dritte Harmonische

$$f_{w3} = \frac{\overline{DF}}{\overline{DE} + \overline{EF}} = \cos 3\frac{\alpha}{2} \quad \text{u. s. w.}$$

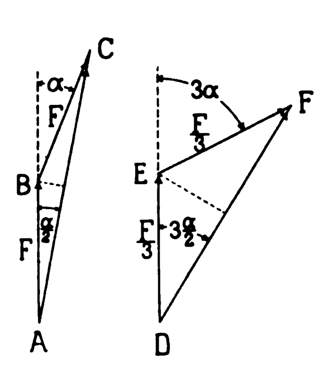


Fig. 392a. Fig. 392b.

Analytisch lassen sich die Wick-ıgsfaktoren durch eine allgemeine ›rmel ausdrücken.

Es ist der Wicklungsfaktor der undwelle einer Einphasenwicklung t Q Löchern pro Pol, von denen indes r q bewickelt sind, zu berechnen. r Lochabstand in Graden gemessen ist

$$\alpha = \frac{\pi}{Q}.$$

Da alle MMKe gleich groß sind und benachbarte MMKe den-ben Winkel α miteinander einschließen, so liegen die Endpunkte er Vektoren F auf einem Kreise, von dessen Mittelpunkt aus ler Vektor unter demselben inkel α gesehen wird, den die ›ktoren miteinander bilden ig. 393). Es wird somit der ›dius R des Kreises gleich

$$R = \frac{F}{2\sin\frac{\alpha}{2}}.$$

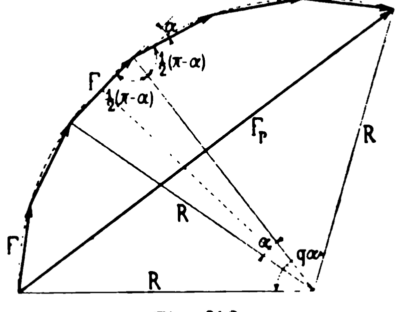


Fig. 393.

Der resultierende Vektor für q bewickelte Löcher ist ɔ gleich

$$F_r = 2R\sin\left(q\frac{\alpha}{2}\right) = F\frac{\sin\left(q\frac{\alpha}{2}\right)}{\sin\left(\frac{\alpha}{2}\right)}$$

der Wicklungsfaktor des Grundfeldes ist gleich

$$f_{w1} = \frac{F_{\alpha}}{qF} = \frac{\sin\left(q\frac{\alpha}{2}\right)}{q\sin\left(\frac{\alpha}{2}\right)} \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (9$$

Analog erhält man für die höheren Harmonischen

$$f_{w3} = \frac{\sin 3q\frac{\alpha}{2}}{q\sin 3\frac{\alpha}{2}}$$

$$f_{w5} = \frac{\sin 5q\frac{\alpha}{2}}{q\sin 5\frac{\alpha}{2}} \quad \text{u. s. w.}$$

Setzen wir nun hier den Wert für

$$\alpha = \frac{\pi}{Q}$$

ein, so ergibt sich für eine **Einphasenwicklung** mit Q pro Pol, von denen nur q Löcher bewickelt sind,

$$\left.\begin{aligned} f_{w1} &= \frac{\sin\frac{q}{Q}\frac{\pi}{2}}{q\sin\frac{1}{Q}\frac{\pi}{2}} \\ f_{w3} &= \frac{\sin 3\frac{q}{Q}\frac{\pi}{2}}{q\sin\frac{3}{Q}\frac{\pi}{2}} \\ f_{w5} &= \frac{\sin 5\frac{q}{Q}\frac{\pi}{2}}{q\sin\frac{5}{Q}\frac{\pi}{2}} \end{aligned}\right\} \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad ($$

. . . .

Bei glatten Armaturen geht der Linienzug der Vektoren der MMKe (Fig. 394) in einen Kreisbogen vom Radius dessen Zentriwinkel

$$\beta = \frac{S}{\tau}\pi$$

ist. S ist gleich der Breite einer Spulenseite und τ gleich der Polteilung. Man erhält für diesen Fall aus Fig. 394 die algebraische Summe gleich dem Bogen

$$\widehat{AB} = R\beta$$

und die geometrische Summe F_r aller Vektoren gleich der Sehne

$$AB = 2R\sin\frac{\beta}{2}.$$

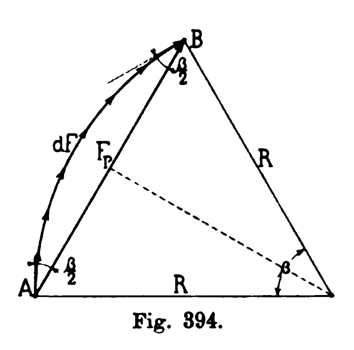


Fig. 394.

Also ist der Wicklungsfaktor

$$f_{w1} = \frac{F_r}{\Sigma dF} = \frac{AB}{\widehat{AB}} = \frac{2R\sin\frac{\beta}{2}}{R\beta}$$

oder

$$f_{w1} = \frac{\sin\frac{\beta}{2}}{\frac{\beta}{2}} = \frac{\sin\frac{S}{\tau}\frac{\pi}{2}}{\frac{S}{\tau}\frac{\pi}{2}}$$

und analog

$$f_{w3} = \frac{\sin 3\frac{\beta}{2}}{3\frac{\beta}{2}} = \frac{\sin 3\frac{S}{\tau}\frac{\pi}{2}}{3\frac{S}{\tau}\frac{\pi}{2}} \qquad \ldots\ldots (92)$$

$$f_{w5} = \frac{\sin 5\frac{\beta}{2}}{5\frac{\beta}{2}} = \frac{\sin 5\frac{S}{\tau}\frac{\pi}{2}}{5\frac{S}{\tau}\frac{\pi}{2}}$$

. . . .

In den folgenden Tabellen sind nun die Wicklungsfaktoren für die wichtigsten Einphasenwicklungen wiederholt. Die

erste Tabelle enthält die Wicklungsfaktoren für Lochwicklungen, während die zweite dieselben für verteilte Wicklungen angibt.

Tabelle I.

Wicklungsfaktoren der einphasigen Lochwicklungen.

Anzahl Löcher pro Pol Q	3	4	4	5	5	5	6	6	6
Anzahl der bewickelten Löcher pro Pol q	2	2	3	2	3	4	2	3	4
f_{w1}	0,866	0,925	0,804	0,953	0,872	0,766	0,966	0,910	[illegible]
f_{w3}	0,000	0,385	−0,118	0,589	0,125	−0,182	0,707	0,333	[illegible]
f_{w5}	−0,866	−0,385	−0,138	0,000	−0,333	0,000	0,259	−0,244	[illegible]
f_{w7}	−0,866	−0,924	0,805	−0,589	0,127	0,182	−0,259	−0,244	[illegible]

Anzahl Löcher pro Pol Q	6	7	7	7	7	8	8	8	8	8
Anzahl der bewickelten Löcher pro Pol q	5	2	3	4	5	2	3	4	5	6
f_{w1}	0,744	0,977	0,935	0,873	0,810	0,985	0,952	0,906	0,856	0,794
f_{w3}	−0,200	0,783	0,364	0,175	−0,071	0,833	0,590	0,319	0,069	−0,115
f_{w5}	0,0536	0,433	−0,0832	−0,270	−0,139	0,556	0,076	−0,212	−0,187	−0,077
f_{w7}	0,0536	0,000	−0,333	0,000	0,200	0,195	−0,282	−0,180	0,114	0,157

Tabelle II.

Wicklungsfaktoren der einphasigen verteilten Wicklungen.

$\frac{S}{\tau}$	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	1
f_{w1}	0,997	0,986	0,962	0,937	0,901	0,857	0,810	0,756	0,699	0,636
f_{w3}	0,963	0,860	0,699	0,504	0,300	0,109	−0,047	−0,156	−0,213	−0,222
f_{w5}	0,899	0,636	0,126	0,000	−0,180	−0,222	−0,128	0,000	0,099	0,127
f_{w7}	0,812	0,368	0,047	0,216	−0,123	0,047	0,128	0,067	−0,046	−0,091

b) Mehrphasige Mehrlochwicklungen. In Fig. 395 ist die MMK-Kurve einer verteilten Dreiphasenwicklung, deren Spulenweite gleich $^1/_3$ der Polteilung ist, für sieben aufeinanderfolgende Zeitmomente innerhalb einer halben Periode dargestellt. Wie ersichtlich, erhält man auch in diesem Falle ein Drehfeld.

Da dieses seine Form weniger ändert als das Drehfeld der Einlochwicklung, so ist zu erwarten, daß die Oberfelder der verteilten Wicklung bedeutend kleiner sind als die einer Einlochwicklung.

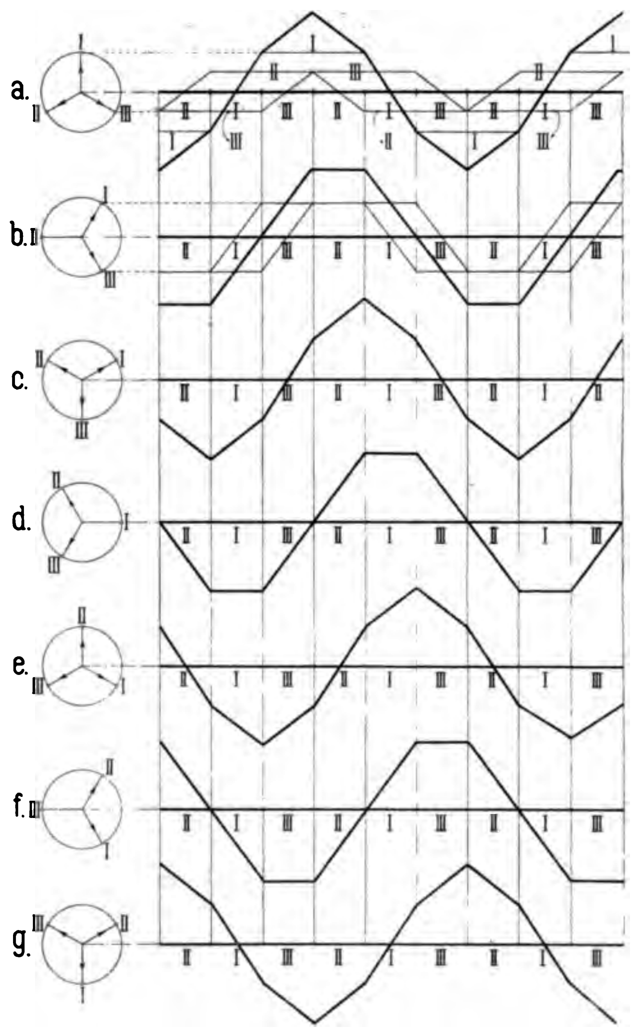
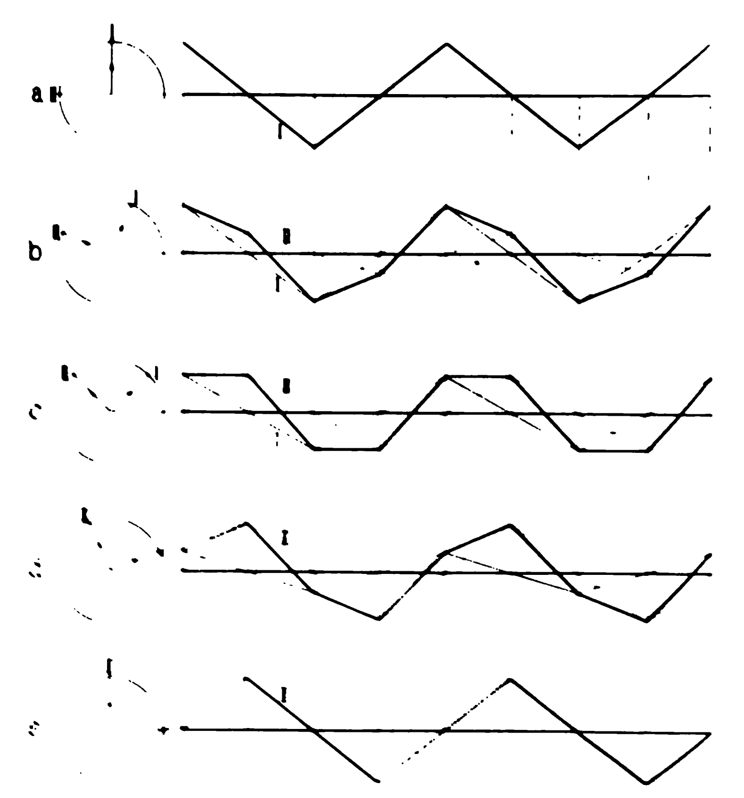


Fig. 395. MMK-Kurven einer verteilten Dreiphasenwicklung ($S = \frac{1}{3}\tau$) für sieben Zeitmomente innerhalb einer halben Periode.

In Fig. 396 ist die MMK-Kurve einer verteilten Zweiphasenwicklung, die als unaufgelöste Gleichstromwicklung ausgeführt ist, für fünf aufeinanderfolgende Zeitmomente innerhalb einer halben Periode dargestellt.

Um die Stärke der einzelnen Felder zu bestimmen, denken wir uns zuerst die MMK-Kurve jeder Phase in der oben angegebenen Weise berechnet. Aus diesen so gewonnenen Kurven ergibt sich dann in derselben Weise wie bei den Mehrphasen-Einlochwicklungen die resultierende MMK-Kurve zu



[illegible] MMK-Kurve einer verteilten Zweiphasenwicklung [illegible] innerhalb einer halben Periode.

[illegible]

[illegible]

[illegible]

worin

$$f_{w1} = \frac{\sin \frac{q}{Q} \frac{\pi}{2}}{q \sin \frac{1}{Q} \frac{\pi}{2}} = \frac{\sin \frac{\pi}{2m}}{q \sin \frac{\pi}{2qm}}$$

da $Q = q \cdot m$ und analog

$$f_{w3} = \frac{\sin 3 \frac{q}{Q} \frac{\pi}{2}}{q \sin \frac{3}{Q} \frac{\pi}{2}} = \frac{\sin \frac{3\pi}{2m}}{q \sin \frac{3\pi}{2qm}}$$

$$f_{w5} = \frac{\sin 5 \frac{q}{Q} \frac{\pi}{2}}{q \sin \frac{5}{Q} \frac{\pi}{2}} = \frac{\sin \frac{5\pi}{2m}}{q \sin \frac{5\pi}{2qm}} \quad . \; . \; (94)$$

Ist die Wicklung eine verteilte Mehrphasenwicklung, so tritt ΣF an die Stelle von qF, und es ist also

$$f = \frac{m}{2} \Sigma F \Big\{ f_{w1} \sin \left(\omega t - \frac{x}{\tau} \pi \right)$$

$$+ \frac{f_{w(2m-1)}}{2m-1} \sin \left(\omega t + [2m-1] \frac{x}{\tau} \pi \right)$$

$$- \frac{f_{w(2m+1)}}{2m+1} \sin \left(\omega t - [2m+1] \frac{x}{\tau} \pi \right) + \ldots \Big\} . \quad (95)$$

worin

$$f_{w1} = \frac{\sin \frac{S}{\tau} \frac{\pi}{2}}{\frac{S}{\tau} \frac{\pi}{2}}$$

$$f_{w3} = \frac{\sin 3 \frac{S}{\tau} \frac{\pi}{2}}{3 \frac{S}{\tau} \frac{\pi}{2}}$$

$$f_{w5} = \frac{\sin 5 \frac{S}{\tau} \frac{\pi}{2}}{5 \frac{S}{\tau} \frac{\pi}{2}} \quad . \; . \; . \; . \; . \; . \; (96)$$

. . . .

Im allgemeinen ist $\frac{S}{\tau} = \frac{1}{m}$ wie bei den aufgelösten Gleichstromwicklungen, bei denen die Wicklungen der einzelnen Phasen

sich nicht überdecken. Dagegen ist bei den überdeckten Wicklungen $\frac{S}{\tau} = \frac{2}{m}$.

In den folgenden zwei Tabellen sind die Wicklungsfaktoren der wichtigsten Zwei- und Dreiphasenwicklungen für die Grundwelle, die dritte, fünfte und siebente Oberwelle wiederholt.

Wicklungsfaktoren der Zweiphasenwicklungen.

Anzahl Löcher pro Pol u. Phase	Lochwicklungen.					Verteilte Wicklungen
$q =$	2	3	4	5	6	$\frac{S}{\tau} = \frac{1}{2}$
f_{w1}	0,924	0,91	0,906	0,904	0,903	0,901
f_{w3}	0,383	0,333	0,318	0,312	0,309	0,300
f_{w5}	— 0,383	— 0,244	— 0,213	— 0,200	— 0,194	— 0,180
f_{w7}	— 0,924	— 0,244	— 0,180	— 0,159	— 0,149	— 0,129

Wicklungsfaktoren der Dreiphasenwicklungen.

Anzahl Löcher pro Pol u. Phase	Lochwicklungen					Verteilte Wicklungen	
$q =$	2	3	4	5	6	$\frac{S}{\tau} = \frac{1}{3}$	$\frac{S}{\tau} = \frac{2}{3}$
f_{w1}	0,966	0,960	0,958	0,957	0,957	0,956	0,830
f_{w3}	0,707	0,670	0,654	0,646	0,644	0,636	0,000
f_{w5}	0,259	0,217	0,205	0,200	0,198	0,191	— 0,165
f_{w7}	— 0,259	— 0,177	— 0,158	— 0,152	— 0,145	— 0,137	0,119

Bei der Wahl einer Wicklung ist darauf zu achten, daß der Wicklungsfaktor des Grundfeldes f_{w1} möglichst groß wird, und daß die Faktoren f_{w3}, f_{w5} u. s. w. der Oberfelder möglichst klein werden. Denn in diesem Falle wird das Feld möglichst sinusförmig und kann die größte Energie auf den Rotor übertragen werden. Aus den Tabellen geht hervor, daß diejenigen Wicklungen, die eine Spulenbreite S ungefähr gleich $\frac{1}{m}$ der Polteilung haben, die günstigsten sind. Einphasenwicklungen dagegen wird man gewöhnlich mit einer Spulenbreite S gleich $^2/_3$ der Polteilung ausführen; denn in diesem Falle wird die Ankeroberfläche am vorteilhaftesten ausgenutzt.

e) **Die Gleichstromwicklungen mit verkürztem Schritte,** wie sie von B. G. Lamme für Zweiphasenmotoren verwendet werden (s. S. 121),

lassen sich am besten wie Einphasenwicklungen behandeln. Die Wicklung verhält sich nämlich relativ zu zwei diametralen Klemmen I_a—I_e bezw. II_a—II_e Fig. 152 (in einem zweipoligen Schema) wie eine Einphasenwicklung mit zwei parallelen Zweigen. Von den Spulenseiten sind aber pro Pol nur (y_2+1) Seiten magnetisch wirksam, wobei y_2 den Wicklungsschritt auf der Seite des Ankers,

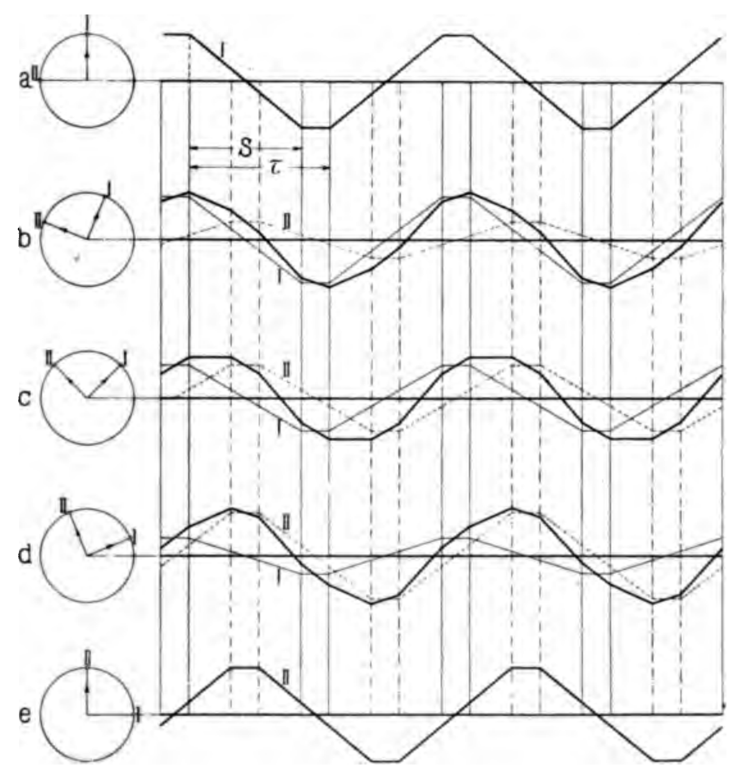


Fig. 397. MMK-Kurven einer Gleichstromwicklung mit verkürztem Schritt für Zweiphasenmotoren.

die nicht an die Klemmen oder Schleifringe angeschlossen ist, bedeutet. In Fig. 397 ist die MMK-Kurve einer derartigen Zweiphasenwicklung für fünf aufeinander folgende Zeitmomente innerhalb einer halben Periode dargestellt. Wie man durch Vergleich der Fig. 397 und 396 sieht, nähert sich bei verkürztem Schritt die MMK-Kurve und daher auch die Feldkurve mehr der Sinusform. In Fig. 397 ist $\frac{S}{\tau}=0{,}8$, wo S die Breite der (y_2+1) magnetisch

wirksamen Spulenseiten bedeutet. Die Wicklungsfaktoren dieser Wicklung ergeben sich, wenn man dieselbe einphasig auffaßt, zu

$$f_{w1} = \frac{S}{\tau}\,\frac{\sin\frac{S}{\tau}\frac{\pi}{2}}{\frac{S}{\tau}\frac{\pi}{2}} = \frac{2}{\pi}\sin\frac{S}{\tau}\frac{\pi}{2}$$

und analog

$$f_{w3} = \frac{2}{3\pi}\sin 3\,\frac{S}{\tau}\frac{\pi}{2}$$

$$f_{w5} = \frac{2}{5\pi}\sin 5\,\frac{S}{\tau}\frac{\pi}{2} \quad \text{u. s. w.} \qquad (97)$$

In der folgenden Tabelle sind die Wicklungsfaktoren der wichtigsten Wicklungen mit verkürztem Schritt für die Grundwelle und die Oberwellen zusammengestellt.

Wicklungsfaktoren der einphasigen verteilten Wicklungen mit verkürztem Schritt.

$\frac{S}{\tau}$ =	0,5	0,6	0,65	0,7	0,75	0,8	0,85	0,9
f_{w1}	0,455	0,515	0,542	0,565	0,589	0,605	0,619	0,628
f_{w3}	0,150	0,065	0,019	− 0,033	− 0,082	− 0,125	− 0,160	− 0,192
f_{w5}	− 0,090	− 0,133	− 0,118	− 0,090	− 0,049	0,000	0,049	0,090
f_{w7}	− 0,062	0,028	0,069	0,090	0,084	0,053	0,008	− 0,041

d) Wicklung mit Polumschaltung von Dahlander. Die Wicklung von Dahlander für Polumschaltung im Verhältnis 1 : 2 (siehe Fig. 162 und 163 S. 127) ist für die höhere Polzahl, wie aus Fig. 398a hervorgeht, als normale Dreiphasenwicklung mit einer Spulenweite gleich der Polteilung τ aufzufassen. Für diese Polzahl sind daher die oben (Seite 315) für diese Wicklung gefundenen Wicklungsfaktoren einzusetzen:

$$f_{w1} = \frac{\sin\frac{q}{Q}\frac{\pi}{2}}{q\cdot\sin\frac{1}{Q}\frac{\pi}{2}} = \frac{\sin\frac{\pi}{2m}}{q\sin\frac{\pi}{2qm}}$$

$$f_{w3} = \frac{\sin 3\frac{q}{Q}\frac{\pi}{2}}{q\sin\frac{3}{Q}\frac{\pi}{2}} = \frac{\sin\frac{3\pi}{2m}}{q\sin\frac{3\pi}{2qm}} \quad \text{u. s. w.}$$

Für die auf die Hälfte verringerte Polzahl ist der Stromverlauf für eine Phase in Fig. 398b dargestellt. Denkt man sich die Stirnverbindungen anstatt wie in Fig. 398b, so gelegt, wie in Fig. 398c gezeigt ist, so wird die Spulenweite gleich der Polteilung für die niedere Polzahl $\tau' = 2\tau$, und man erhält zwei Spulengruppen, die am Umfang um $\frac{\tau'}{2}$ oder $\frac{\pi}{2}$ Phasengrade gegeneinander verschoben sind. Für jede einzelne dieser Spulengruppen gelten, da die

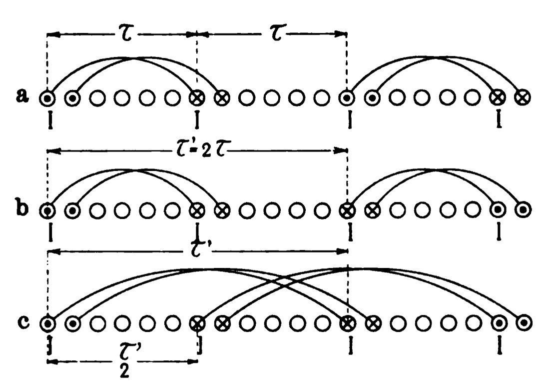


Fig. 398.

Spulenweite gleich der Polteilung ist, die normalen Wicklungsfaktoren der Mehrlochwicklungen, nur ist zu beachten, daß hier die Lochzahl pro Pol $Q = 2\,qm$ wird. Man erhält also als Wicklungsfaktoren jeder Spulengruppe:

$$f_{w1}' = \frac{\sin \frac{q}{Q} \cdot \frac{\pi}{2}}{q \sin \frac{1}{Q} \frac{\pi}{2}} = \frac{\sin \frac{\pi}{4m}}{q \cdot \sin \frac{\pi}{4mq}}$$

$$f_{w3}' = \frac{\sin 3 \frac{q}{Q} \frac{\pi}{2}}{q \sin \frac{3}{Q} \frac{\pi}{2}} = \frac{\sin \frac{3\pi}{4m}}{q \sin \frac{3\pi}{4mq}} \quad \text{u. s. w.}$$

Die Felder der beiden Gruppen sind um $\frac{\pi}{2}$ gegeneinander verschoben. Ihre Zusammensetzung erfolgt nach Fig. 392, Seite 309, wobei der Winkel $\alpha = \frac{\pi}{2}$ zu setzen ist, und die Wicklungsfaktoren der gesamten Wicklung werden daher:

$$\left.\begin{aligned} f_{w1} &= \cos\frac{\pi}{4}\cdot f_{w1}' = 0{,}707\,\frac{\sin\frac{\pi}{4m}}{q\sin\frac{\pi}{4mq}} \\ f_{w3} &= \cos\frac{3\pi}{4}\cdot f_{w3}' = -0{,}707\,\frac{\sin\frac{3\pi}{4m}}{q\sin\frac{3\pi}{4mq}} \quad \text{u. s. w.} \end{aligned}\right\} \quad (98)$$

Die Wicklungsfaktoren sind für verschiedene Lochzahlen in der folgenden Tabelle zusammengestellt.

Wicklungsfaktoren der Wicklung für verschiedene Polzahlen von Dahlander.

$q =$	Große Polzahl (2 P)						Kleine Polzahl (P)				
	1	2	3	4	5	6	1	2	3	4	5
r_1	1	0,966	0,960	0,958	0,957	0,957	0,707	0,706	0,702	0,700	0,700
r_5	1	0,259	0,217	0,205	0.200	0,198	− 0,707	− 0,555	− 0,540	− 0,532	− [illegible]
r_7	1	− 0,259	− 0,177	− 0,158	− 0,152	− 0,145	0,707	0,405	0,397	0,388	[illegible]

e) Gleichstromwicklungen mit verkürztem Schritt für verschiedene Polzahlen (siehe Seite 130 ff.). Bei diesen Wicklungen ist die mittlere Spulenweite nicht gleich der Polteilung, man muß daher die Wirkung der beiden Seiten jeder Spule getrennt be-

Fig. 399.

trachten. Man kann sich das resultierende Drehfeld aus zwei Drehfeldern entstanden denken, von denen das eine von den Spulenseiten A in Fig. 399, die oben in den Nuten liegen, und das andere von den Spulenseiten B erzeugt wird. Jede Phase hat eine Spulenbreite $S = \frac{2}{3}\tau$. Die Wicklungsfaktoren für jedes der beiden Felder werden also nach der Tabelle für verteilte Dreiphasenwicklungen S. 316:

$$f_{w1}' = 0,83$$
$$f_{w5}' = -0,165$$
$$f_{w7}' = 0,119.$$

Für die höhere Polzahl (Fig. 399) sind die beiden Felder am ıfange um $y_1 - \tau$ oder um $\alpha = \frac{y_1 - \tau}{\tau} \cdot \pi$ Phasengrade gegeneinler verschoben; für die kleinere Polzahl (Fig. 400) beträgt der rschiebungswinkel $\alpha' = \frac{\tau' - y_1}{\tau'} \cdot \pi$.

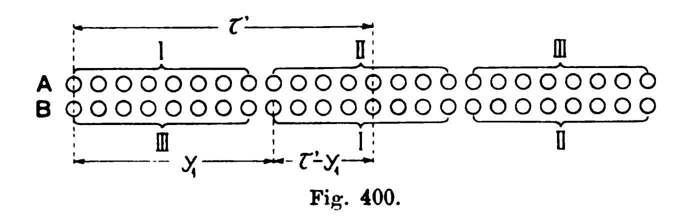


Fig. 400.

Bei Schleifenwicklungen ist für y_1 der größere der beiden hritte, bei Wellenwicklungen der kleinere Schritt einzusetzen.

Die Zusammensetzung beider Felder nach Fig. 392 ergibt für gesamte Wicklung die Wicklungsfaktoren:

a) für die höhere Polzahl

$$\left.\begin{aligned} f_{w1} &= \cos\frac{\alpha}{2} \cdot f_{w1}' = 0,83 \cos\frac{y_1 - \tau}{\tau}\frac{\pi}{2} \\ f_{w5} &= \cos\frac{5\alpha}{2} \cdot f_{w5}' = -0,165 \cos\frac{y_1 - \tau}{\tau}\frac{5\pi}{2} \\ f_{w7} &= \cos\frac{7\alpha}{2} \cdot f_{w7}' = 0,119 \cos\frac{y_1 - \tau}{\tau}\frac{7\pi}{2} \end{aligned}\right\} \quad (99)$$

b) für die kleinere Polzahl

$$\left.\begin{aligned} f_{w1} &= \cos\frac{\alpha'}{2} \cdot f_{w1}' = 0,83 \cos\frac{\tau' - y_1}{\tau'} \cdot \frac{\pi}{2} \\ f_{w5} &= \cos\frac{5\alpha'}{2} \cdot f_{w5}' = -0,165 \cos\frac{\tau' - y_1}{\tau'} \cdot \frac{3\pi}{2} \\ f_{w7} &= \cos\frac{7\alpha'}{2} \cdot f_{w7}' = 0,119 \cos\frac{\tau' - y_1}{\tau'}\frac{5\pi}{2} \end{aligned}\right\} \quad (100)$$

Stehen die beiden Polzahlen im Verhältnis 1 : 2, so daß $\tau' = 2\tau$ rd, so ergeben sich für $y_1 = \frac{4}{3}\tau$ für beide Polzahlen die gleichen icklungsfaktoren, da dann

$$\frac{\tau' - y_1}{\tau'} = \frac{y_1 - \tau}{\tau} = \frac{1}{3}$$

wird. Die Wicklungsfaktoren derartiger Zwei- und Dreiphasenwicklungen sind für verschiedene Verhältnisse $y_1 : \tau$ in den nachfolgenden beiden Tabellen zusammengestellt.

Wicklungsfaktoren von Gleichstromwicklungen mit verkürztem Schritt für verschiedene Polzahlen.
Zweiphasenwicklungen.

	f_{w1}		f_{w3}		f_{w5}		f_{w7}	
	Große Polzahl $2P$	Kleine Polzahl P	$2P$	P	$2P$	P	$2P$	P
$y_1 = \tau$	0.636	0.450	— 0.212	0.150	0.127	— 0,090	— 0.091	— 0,064
$y_1 = 1.17\,\tau$	0.615	0.505	— 0.150	0.081	0.033	— 0.126	0,024	0,012
$y_1 = 1.33\,\tau$	0.551	0.551	0	0	— 0.110	— 0.110	0,031	0,081
$y_1 = 1.5\,\tau$	0.450	0.586	0.150	0.081	— 0.090	— 0.049	— 0.064	0.084
$y_1 = 1.67\,\tau$	0.318	0.615	0.212	— 0.150	0.064	0,033	— 0,045	0,024

Wicklungsfaktoren von Gleichstromwicklungen mit verkürztem Schritt für verschiedene Polzahlen.
Dreiphasenwicklungen.

	[illegible]		[illegible]		f_{w7}	
	Große Polzahl $2P$	Kleine Polzahl P	$2P$	P	$2P$	P
[illegible]	[illegible]	[illegible]	[illegible]	0.117	0.119	0.084
[illegible]	[illegible]	0.657	[illegible]	0.168	0,031	— 0,015
[illegible] 1.25 [illegible]	[illegible]	[illegible]	[illegible]	0.168	— 0.110	— 0.066
[illegible]	[illegible]	[illegible]	[illegible]	0.143	— 0.103	— 0.103
[illegible]	[illegible]	[illegible]	[illegible]	0,068	— 0.084	— 0,110
[illegible]	[illegible]	[illegible]	[illegible]	0,043	— 0.060	— 0,031

Aus diesen Tabellen ist ersichtlich, daß man die Gleichstromwicklung mit verkürztem Schritt [illegible] der Wahl der Verkürzung für [illegible] günstiger oder für beide [illegible] Wicklungsfaktoren der Oberfelder [illegible] Wicklung; die Gleichstromwicklung [illegible] der Dahlanderschen [illegible]

46. Drehsinn und Geschwindigkeit des Grundfeldes und der Oberfelder.

Aus den vorhergehenden Betrachtungen ergibt sich das folgende Resultat: Jeder symmetrische Mehrphasenstrom erzeugt in einer symmetrischen Wicklung als Grundfeld ein Drehfeld, dessen Drehrichtung von der zeitlichen Reihenfolge der einzelnen Phasen abhängt. Die Amplitude der MMK-Kurve, die dieses Drehfeld erzeugt, ist für Lochwicklungen gleich

$$F_G = \frac{m}{2} f_{w1} q F,$$

und da

$$F = \frac{2}{\pi} \sqrt{2}\, J s_n = 0{,}9\, J s_n,$$

wird

$$F_G = 0{,}45\, f_{w1}\, m q s_n J.$$

Die Zahl der pro Phase in Serie geschalteten Windungen bezeichnen wir mit w. Es ist also, wenn wir unter p die Zahl der Polpaare des Grundfeldes, d. h. des Motors, verstehen

$$w = p q s_n$$

und

$$F_G = 0{,}45\, f_{w1} \frac{m J w}{p} \quad \ldots\ldots \quad (101)$$

Bei verteilten Wicklungen erhält man dasselbe Resultat, weil

$$\Sigma F = \frac{2}{\pi} \sqrt{2} \frac{J w}{p}.$$

In Bezug auf die Geschwindigkeit, mit der sich das Grundfeld über die Statoroberfläche verschiebt, gibt man am besten die Tourenzahl des Feldes an. Für jede Periode des Stromes verschiebt sich das Grundfeld um eine doppelte Polteilung, d. h. das Feld macht bei je p Perioden eine Umdrehung. Wechselt der Strom mit der Periodenzahl c pro Sekunde, oder der Periodenzahl $60\,c$ pro Minute, so ist die Tourenzahl des Drehfeldes

$$n_1 = \frac{60 c}{p};$$

diese Zahl wird auch synchrone Tourenzahl des Motors genannt.

Außer dem Grundfelde erzeugt der sinusförmige Strom auch eine ganze Reihe kleiner Oberfelder, die für Zwei- und Dreiphasen-Motoren stets Drehfelder sind. Einige derselben sind rechts-, andere

... zahl, so treten folgende Ober-

... $4m+1$, $6m-1$, $6m+1$ u. s. w.

... ren das

... 7te, 9te, 11te u. s. w.

... das

... te, 13te, 17, 19te u. s. w.

... letzteren das 3te, 9te, 15te u. s. w. ver-

... at eine Amplitude

$$F_x = 0.45 f_{wx} \frac{mJw}{px} \quad \ldots \quad (102)$$

... ten px.

... Feld rotiert also mit einer Tourenzahl

$$n_x = \frac{60c}{px} = \frac{n}{x} \quad \ldots \quad (103)$$

... er $2m+1$, $4m$ ... haben die

... wie das Grun...

... $6m-1$ u. s. w. ... entgegengesetzter Richtung

... hier noch einmal ...

... $\frac{m}{2}$ statt m in ...

... kann w die Wind...

... phasen-Motor sind ...

... die Wechselfelder ...

... mit gleicher Touren...

... ersetzt werden ...

... lassen sich ...

... ben für den Mehrph...

... entstehen also nach ...

... $2 \cdot m - 1$ $2 \cdot m$ ...

... m 1

1ste, 3ste, 5te

... rend

Bei jeder Polzahl entstehen ...

... chfelder, die mit gleicher ...

... gesetzter Richtung rotieren.

dieser Felder ergeben sich nach den Formeln (102) und (103), in welchen $m = 1$ zu setzen ist, zu

$$F_x = 0{,}45 f_{wx} \frac{Jw}{px}$$

und

$$n_x = \frac{60c}{px}.$$

47. Die Form der Feldkurve einer asynchronen Maschine.

Führt man einer mehrphasigen asynchronen Maschine Strom zu, so wird bei offener Rotorwicklung ein Drehfeld entstehen, welches in der Statorwicklung eine EMK induziert, die fast dieselbe Kurvenform wie die Klemmenspannung besitzt. Ist die Klemmenspannung von Sinusform und das Eisen wenig gesättigt, so wird der Magnetisierungsstrom auch sinusförmig werden. Wenn nämlich das Eisen nicht gesättigt ist, so sind die Induktionskoeffizienten einer symmetrischen Mehrphasenwicklung konstant und die Stromstärke pro Phase ergibt sich aus der Gleichung:

$$e = -L \frac{di}{dt}.$$

Der sinusförmige Magnetisierungsstrom erzeugt in diesem Falle, wo das Eisen nicht gesättigt ist, ein Feld von derselben Form wie die MMK-Kurve. Jede Harmonische dieser Kurve wird also ein sinusförmiges Feld derselben Polzahl und von der Stärke, welche die Amplitude der Harmonischen ergibt, erzeugen.

Der Kraftfluß Φ_1 des Grundfeldes ergibt sich, wenn wir die Amplitude dieses Feldes mit B_1 bezeichnen, nach Formel 25 S. 236 zu

$$\Phi_1 = \alpha_i \cdot \tau \cdot l_i \cdot B_1 = \frac{2}{\pi} \tau \cdot l_i \cdot B_1,$$

denn für Sinuskurven ist der Füllungsfaktor α_i gleich $\frac{2}{\pi}$. Wie aus Gleichung (102) hervorgeht, besteht zwischen den Amplituden der Oberfelder B_3, B_5, B_7 u. s. w. und der Amplitude des Grundfeldes folgender Zusammenhang

$$\frac{B_1}{f_{w1}} = \frac{3B_3}{f_{w3}} = \frac{5B_5}{f_{w5}} = \frac{7B_7}{f_{w7}} = \ldots\ldots \quad (104)$$

[illegible]an erhält daher für die Oberfelder die Kraftflüsse

$$\Phi_3 = \frac{2}{\pi}\frac{\tau}{3} l_i B_3 = \frac{2}{\pi}\frac{\tau}{3} l_i \frac{B_1 f_{w3}}{3 f_{w1}}$$

der

$$\Phi_3 = \frac{f_{w3}}{9 f_{w1}} \Phi_1$$

und analog . . . (105)

$$\Phi_5 = \frac{f_{w5}}{25 f_{w1}} \Phi_1; \quad \Phi_7 = -\frac{f_{w7}}{49 f_{w1}} \Phi_1$$

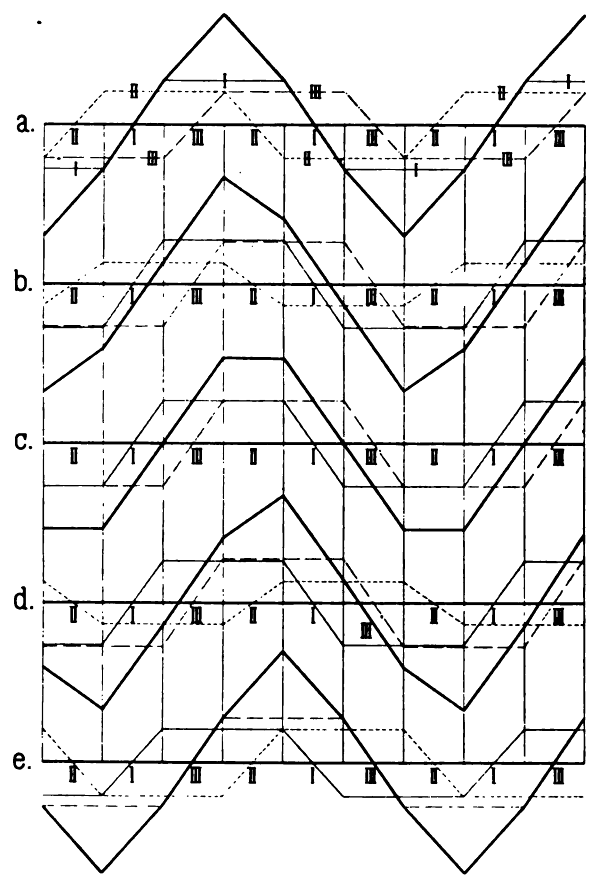
Während die Oberfelder körperlicher Pole, die mit Gleichstrom erregt werden, mit gleicher Geschwindigkeit wie das Grundfeld rotieren, ist dies bei den von einem Mehrphasenstrom erzeugten Oberfeldern nicht der Fall; in dem letzten Falle rotiert, wie oben nachgewiesen wurde, das $x$te Oberfeld mit $\frac{1}{x}$tel der Geschwindigkeit des Grundfeldes. Deswegen ändert sich im letzten Falle auch die Form des Drehfeldes mit der Zeit.

Einfluß der Stromkurve auf die Form der Feldkurve. In den Fig. 401 a—e und 403 a—e sind die MMK-Kurven einer verteilten Dreiphasenwicklung, deren Spulenbreite gleich einem Drittel der Polteilung ist, für fünf aufeinanderfolgende Zeitmomente a—e innerhalb einer Viertelperiode aufgezeichnet. Die Fig. 401 bezieht sich auf die in Fig. 402 dargestellte spitze Stromkurve, während die Fig. 403 den flachen Stromkurven Fig. 404 entspricht.

In den beiden Fig. 405 und 406 sind außerdem die Variationen der Amplituden des Grundfeldes als Funktion der Zeit in einem Polardiagramm dargestellt. Beide Figuren beziehen sich wie die Fig. 401 und 403 auf die verteilte Dreiphasenwicklung. Das Grundfeld Fig. 405 entspricht der spitzen Stromkurve Fig. 402 und die Zeitmomente a—e entsprechen den Feldkurven Fig. 401 a—e. Wie ersichtlich, liefert eine spitze Stromkurve ein stark pulsierendes Grundfeld. Die flache Stromkurve Fig. 404 [illegible] ein schwach pulsierendes Grundfeld Fig. 406 [illegible] Kraftfluß im Mittel wird bei der flachen Stromkurve [illegible] der spitzen Stromkurve.

Um analytische Berechnungen [illegible] am zweckmäßigsten, die Stromkurve [illegible] und ihre Oberströme aufzulösen und die [illegible] erzeugten Felder getrennt zu behandeln [illegible] Tabelle

[1] Man findet eine [illegible] Maschinen in der Abhandlung [illegible] suchung von [illegible] Sammlung Elektro[illegible]



. 401. MMK-Kurven einer verteilten Dreiphasenwicklung ($S = \frac{1}{3}\tau$) für die spitzen Stromkurven Fig. 402. Fünf Zeitmomente während $^1/_4$ Periode.

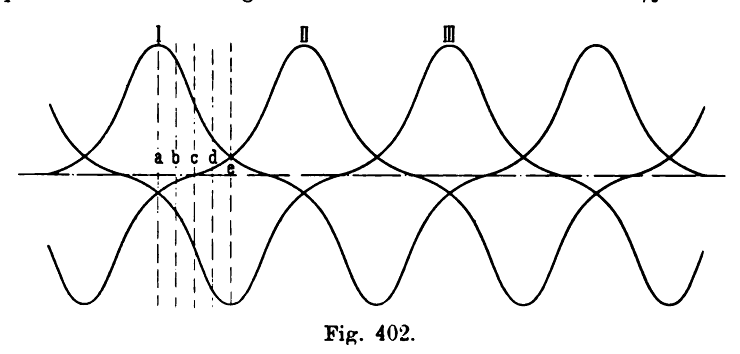
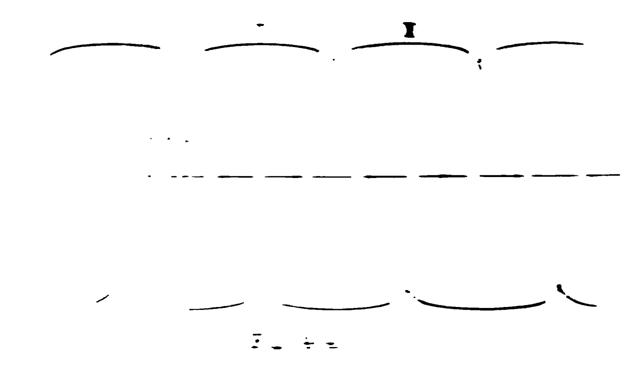


Fig. 402.

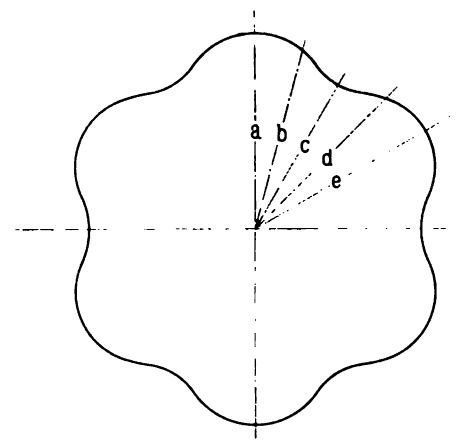
g. 407 bis 409) sind die Felder angegeben, die in einem symmetrischen Dreiphasenmotor, in einem symmetrischen Vierphasen-

[illegible] Fig. 44. [illegible] Perio[illegible]



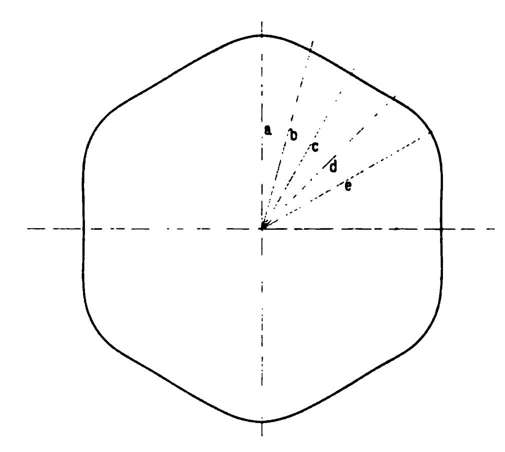
[illegible] Z[illegible] verketteten Phase[illegible]
[illegible] Harmonischen der Stro[illegible]

; ν, die der Feldkurve mit ν bezeichnet. ↻ bedeutet ein
ıfiges Drehfeld, ↺ ein linksläufiges Drehfeld und ○ ein



. Variation der Amplitude des Grundfeldes bei spitzer Stromkurve (Fig. 402) während einer Periode.

feld. Bei dem Dreiphasensystem (Fig. 407) fallen verhältnis-
viele von den höheren Harmonischen der resultierenden
ve weg, nämlich zunächst die geraden und dann die durch
ren.



Variation der Amplituden des Grundfeldes bei flacher Stromkurve (Fig. 404) während einer Periode.

dem Feld des symmetrischen Vierphasenmotors (Fig. 408)
alle ungeraden Oberfelder vor, und zwar ergeben sie
ler mit einem Drehsinn abwechselnd nach rechts und nach

links. Gerade Harmonische der Stromkurve, die fast nie vorkommen, erzeugen mit ungeraden Harmonischen der Feldkurve

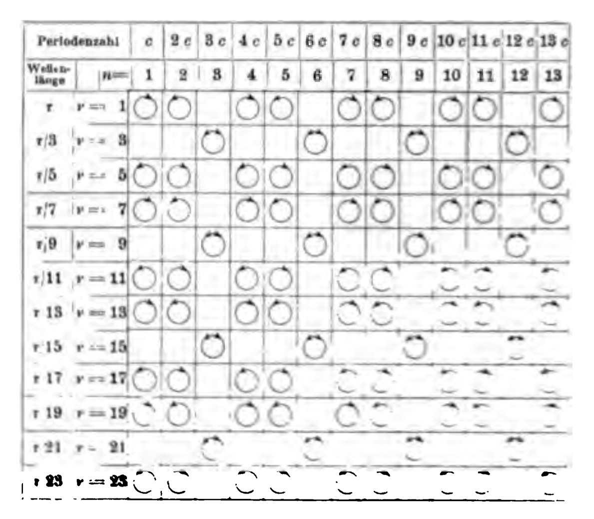


Fig. 407. Art und Drehsinn des Feldes eines Dreiphasenstromes.
n = die Ordnung der Oberströme. ν = die Ordnung der Oberfelder.

[illegible]

Fig. [illegible] Art und Drehsinn des Feldes eines [illegible]
n [illegible] ν = die Ordnung der Oberfelder.

[illegible] Ein Unte[illegible]
[illegible] im Bezu[illegible]

die Beschaffenheit des Feldes besteht nur darin, daß hier geraden Stromharmonischen zur Wirkung kommen können. $x$te Drehfeld des $n$ten Oberstroms rotiert mit $\frac{n}{x}$tel der Geschwindigkeit des vom Grundstrome erzeugten Grundfeldes. Da nicht die Form der Stromkurve, sondern die der Spannungskurve

Periodenzahl		c	2c	c3	4c	5c	6c	7c	8c	9c	10c	11c	12c	13c
Wellenlänge	n =	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13
τ	ν = 1	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○
τ/3	ν = 3	○	○	○	○	○	○	○						
τ/5	ν = 5	○	○	○	○	○	○	○						
τ/7	ν = 7	○	○	○	○	○	○	○						
τ/9	ν = 9	○	○	○	○	○	○	○						
τ/11	ν = 11	○	○	○	○									
τ/13	ν = 13	○												
τ/15	ν = 15	○												
τ/17	ν = 17	○												
τ/19	ν = 19	○												
τ/21	ν = 21	○												
τ/23	ν = 23	○												

Fig. 409. Art und Drehsinn des Feldes eines Zweiphasenstromes.
n = die Ordnung der Oberströme. ν = die Ordnung der Oberfelder.

für die Form der Feldkurve maßgebend ist, so soll hier nicht näher auf die Wirkung der Stromkurve eingegangen werden. Später soll dagegen der Einfluß der Spannungskurve auf die Form der Feldkurve eingehender erläutert werden.

48. Einfluß der Zahnsättigung auf die Form der Feldkurve.

Werden die Zähne so stark gesättigt, daß man oberhalb dem Knie der Magnetisierungskurve arbeitet, so darf keine Proportionalität zwischen MMK und Feldstärke angenommen werden. Eine sinusförmige MMK-Kurve wird deswegen keine sinusförmige Feldkurve erzeugen und umgekehrt eine sinusförmige Feldkurve wird keine sinusförmige MMK-Kurve erfordern. Es wird aber für uns nur von Interesse sein, zu untersuchen, welche Feldkurve von einer sinusförmigen MMK-Kurve erzeugt wird. Dies geschieht in der Weise, daß man die Magnetisierungskurve für den Luftspalt und die Zähne im Rotor

und Stator berechnet, d. h. man zeichnet die Luftinduktion B_l an irgend einer Stelle als Funktion der Amperewindungen

$$\frac{1}{2}(AW_l + AW_{zr} + AW_{zs})$$

auf. Eine solche Kurve ist in Fig. 410 dargestellt.

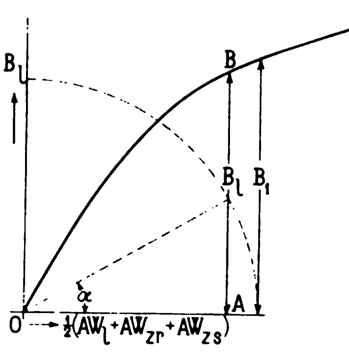


Fig. 410.

Die Kurve MMK der Fig. 411 stellt die sinusförmige MMK-Kurve als Funktion des Rotorumfanges dar. Diese erzeugt an jeder Stelle eine durch die Magnetisierungskurve bestimmte Feldstärke B_l; durch Auftragung dieser Feldstärken erhält man die Feldkurve. Dies geschieht am einfachsten, indem man einen Kreis mit dem Radius gleich der maximalen MMK um den Ursprung O (Fig. 410) beschreibt; durch Abtragung des Winkels α erhält man die zu der Abszisse $\frac{\alpha}{180}\tau = x$ gehörende MMK OA. Diese MMK erzeugt die Feldstärke AB, die in die Fig. 411 eingetragen wird.

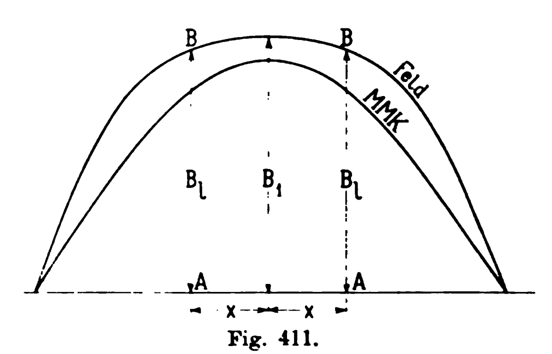


Fig. 411.

Fig. 410 und 411. Ermittlung der Feldkurve für eine sinusförmige MMK-Kurve bei hohen Zahnsättigungen.

Die Fläche F der in dieser Weise erhaltenen Feldkurve ist ein Maß für den Kraftfluß pro Pol; denn wenn man die Abszissen in Zentimetern und die Ordinaten in Feldstärken mißt, ist der Flächeninhalt der Kurve

$$F = \frac{\Phi}{l}.$$

Bezeichnen wir die maximale Feldstärke mit B_1 und die mittlere Feldstärke, die jetzt größer ist als $\frac{2}{\pi} B_1$, mit $B_{mitt} = \alpha_i \cdot B_1$, so wird

$$F = \alpha_i \cdot \tau B_1$$

und

$$\Phi = \alpha_i \cdot \tau l_i B_1 .$$

α_i ist der Füllungsfaktor und ein Maß für den Kraftfluß, der bei gegebener Polteilung, Eisenlänge und maximaler Feldstärke B_1 durch den Luftspalt pro Pol herübertritt. Da diese Feldkurve aber keine Sinuskurve ist, so hat sie einen von 1,11 verschiedenen Formfaktor und auch andere Wicklungsfaktoren als die Sinuskurve. Um nicht die Rechnung unnötig kompliziert zu machen und alle diese Faktoren berechnen zu müssen, zerlegen wir die Feldkurve in ihre Harmonischen. Von den Oberwellen tritt die dritte am meisten hervor; diese induziert aber in allen Dreiphasenwicklungen keine Spannungen, so daß sie im allgemeinen vernachlässigt werden kann. Die Oberwellen mit großer Polzahl sind verschwindend klein, können also unberücksichtigt bleiben. Den Flächeninhalt F_1 der Grundwelle setzen wir gleich

$$F_1 = \alpha_1 \tau B_1 ,$$

also

$$\Phi_1 = \alpha_1 \tau l_i B_1 \quad . \; . \; . \; . \; . \; . \; . \quad (106)$$

α_1 ist der Füllungsfaktor, mit dem wir weiter rechnen werden; er ist, wie auch die Figur zeigt, größer als $\frac{2}{\pi}$. Hieraus folgt, daß der Kraftfluß infolge der Sättigung der Zähne schneller wächst als die maximale Feldstärke. Wir suchen nun in dieser Weise die MMK $\frac{1}{2}(AW_l + AW_{zr} + AW_{zs})$ auf, die den erforderlichen Kraftfluß Φ_1 erzeugt. Die Ermittlung dieser maximalen MMK für den Luftspalt und die Zähne kann, wie aus dem beschriebenen Verfahren hervorgeht, nur durch Probieren durchgeführt werden.

Vierzehntes Kapitel.

Die in der Statorwicklung einer Asynchronmaschine induzierten EMKe.

49. Die von einem sinusförmigen Drehfelde induzierten EMKe.

Im vorigen Kapitel ist gezeigt worden, welche magnetischen Felder ein sinusförmiger Strom der in der Wicklung einer Asynchronmaschine fließt, erzeugt. Diese Felder sind entweder Wechsel- oder Drehfelder und induzieren in den Wicklungen des Stators und Rotors EMKe, die im folgenden berechnet werden sollen. Wir betrachten hierbei die induzierende Wirkung der einzelnen Felder für sich und ersetzen jedes vorhandene Wechselfeld durch zwei in entgegengesetzter Richtung rotierende Drehfelder, weshalb es auch genügt, die induzierende Wirkung eines einzigen sinusförmigen Drehfeldes für sich zu studieren.

Wir beginnen wiederum mit der Betrachtung einer Einlochwicklung.

Aus der Fig. 330 ergibt sich die Variation des Kraftflusses während eines Zeitelementes dt zu

$$d\Phi = -(B_x - B_x')\, l_i v\, dt,$$

also

$$e_1 = -w\frac{d\Phi}{dt} = (B_x - B_x')\, w l_i v\, 10^{-8} \text{ Volt}.$$

Hierin ist l_i die ideelle Länge des Statoreisens und v die Umfangsgeschwindigkeit des Drehfeldes in cm/sek. relativ zur betrachteten Wicklung.

In jedem Drahte der aus $2w$ Drähten bestehenden Wicklung wird eine EMK

$$e_s = B_x l_i v\, 10^{-8} \text{ Volt} = \text{Konstante} \times B_x$$

induziert, wobei B_x die in dem betrachteten Momente bestehende Feldstärke an derjenigen Stelle ist, wo der Draht sich gerade befindet. Ein sinusförmiges Drehfeld erzeugt also in jedem Drahte der Wicklung eine sinusförmige EMK, deren Richtung sich leicht aus der Handregel (siehe S. 2) ergibt. Liegen zwei Drähte, die zu einer Windung gehören, um eine Polteilung auseinander, so ist

$$-B_x' = B_x$$

und es sind die in beiden Spulenseiten induzierten EMKe von gleicher Amplitude und gleicher Phase. Wir erhalten als momentane EMK einer Windung

$$e = 2 B_x l_i v \, 10^{-8} \text{ Volt} \quad . \; . \; . \; . \; . \quad (107)$$

Der Formfaktor einer sinusförmigen Kurve ist bekanntlich gleich 1,11, so daß die in w Windungen induzierte effektive EMK gleich wird

$$\boldsymbol{E_1 = 4{,}44\, c w \Phi_1 \, 10^{-8} \; \textit{Volt}} \quad . \; . \; . \quad (108)$$

Die in einem Drahte der Wicklung induzierte effektive EMK hat dann den Wert

$$E_{s1} = 2{,}22\, c \Phi_1 \, 10^{-8} \text{ Volt}.$$

Φ_1 ist der Maximalwert des Kraftflusses und zwar für das Grundfeld. Da letzteres von Sinusform ist, wird bei Trommelankern

$$\Phi_1 = \frac{2}{\pi} B_1 l_i \tau,$$

worin B_1 die maximale Feldstärke des Grundfeldes im Luftspalt bedeutet.

Dieser Ausdruck in die Formel (108) eingesetzt, gibt

$$E_1 = 4{,}44 \frac{2}{\pi} c w B_1 l_i \tau 10^{-8}$$

$$= 2\sqrt{2}\, c w B_1 l_i \tau \, 10^{-8} \text{ Volt}.$$

Die Periodenzahl c der induzierten EMK ergibt sich aus der Anzahl Polpaare, die eine Spulenseite pro Sekunde passiert. Hat das Grundfeld p Polpaare und macht es n Umdrehungen pro Minute, d. h. $\frac{n}{60}$ pro Sekunde, so ist die Periodenzahl

$$c = \frac{pn}{60}.$$

Die Polteilung des Motors ist

$$\tau = \frac{\pi D}{2p}$$

und die Umfangsgeschwindigkeit des Feldes

$$v = \frac{\pi D n}{60} \text{ cm/sek.}$$

Diese Ausdrücke für c, τ und v führen wir nun in die obige Formel für E_1 ein und erhalten

$$E_1 = 2\sqrt{2}\,\frac{p n}{60}\, w B_1 l_i \frac{\pi D}{2p}\, 10^{-8}$$

$$= \sqrt{2}\, w B_1 l_i v\, 10^{-8} \text{ Volt.} \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (109)$$

Diesen Ausdruck können wir aber noch in anderer Weise ableiten; es ist nämlich nach der Formel 107 die in den w Windungen maximal induzierte EMK

$$E_{1\,max} = 2 B_1 w l_i v\, 10^{-8} \text{ Volt},$$

und somit die effektive EMK

$$E = \frac{E_{1\,max}}{\sqrt{2}} = \sqrt{2}\, w B_1 l_i v\, 10^{-8} \text{ Volt.}$$

Bei Ringankern ist der maximale Kraftfluß, der eine Windung durchsetzt, halb so groß wie bei Trommelankern, so daß hier

$$\Phi_1 = \frac{1}{\pi} B_1 l_i \tau$$

und die in w Windungen induzierte EMK

$$E_1 = \sqrt{2}\, c w B_1 l_i \tau\, 10^{-8} \text{ Volt}$$

beträgt.

Nur bei Einlochwicklungen, deren Spulenweite gleich der Polteilung ist, liegen sämtliche Spulenseiten derselben Phase in demselben Felde und nur für diese sind deshalb die Formeln (108) und (109) gültig. Es sei jedoch hier bemerkt, daß die Einlochwicklungen fast nie zur Anwendung kommen.

Bei den Mehrloch- und verteilten Wicklungen liegen die Spulenseiten derselben Phase in verschiedenen Feldern, wodurch [illegible] induzierten EMKe gegenseitig phasenverschoben werden. [illegible] deswegen nicht die in allen $2w = N$ Drähten einer Phase [illegible] EMKe einfach algebraisch summieren, sondern man muß [illegible] geometrisch zusammensetzen. Aus diesem Grunde [illegible] man für alle Wicklungen

$$E_1 = 4{,}44 f_{w1}\, c\, w\, \Phi_1\, 10^{-8} \text{ Volt} \quad . \quad . \quad (110)$$

$$E_1 = 2{,}22 f_{w1}\, c\, N\, \Phi_1\, 10^{-8} \text{ Volt} \quad . \quad . \quad (111)$$

worin $N = 2w$ die Zahl der in Serie geschalteten, induzierten Drähte pro Phase bedeutet.

In den einzelnen Spulen einer Mehrlochwicklung induziert ein sinusförmiges Drehfeld sinusförmige EMKe, die von gleicher Größe aber verschiedener Phase sind. Die Phasenverschiebung der in zwei benachbarten Spulen induzierten EMKe ist gleich dem Winkel α, um den die Spulen im Felde gegenseitig verschoben sind. Das Verhältnis zwischen der geometrischen Summe $\overline{AE}$ und der algebraischen Summe $\overline{AB} + \overline{BC} + \overline{CD} + \overline{DE}$ (Fig. 348) ist gleich dem Wicklungsfaktor f_{w1} einer Vierlochwicklung. Ein Oberfeld mit x mal so viel Polen wie das Grundfeld induziert in benachbarten Spulen der Vierlochwicklung EMKe, die um den Winkel $x\alpha$ gegeneinander verschoben sind. Die in irgend einer Wicklung von dem $x$ten Oberfelde induzierte EMK ergibt sich demnach nach der Formel (108) zu

$$E_x = 4{,}44 f_{wx} c_x w \Phi_x 10^{-8} \quad . \quad . \quad . \quad (112)$$

worin f_{wx} den Wicklungsfaktor der $x$ten Oberwelle und Φ_x den maximalen Kraftfluß des $x$ten Oberfeldes bedeutet. Die Periodenzahl c_x ergibt sich aus der Geschwindigkeit des $x$ten Oberfeldes relativ zur betrachteten Wicklung. Das $x$te Oberfeld des Grundstromes rotiert im Raume mit der Tourenzahl

$$n_x = \frac{60c}{px} = \frac{n_1}{x}$$

und besitzt px Polpaare; also induziert es in einer feststehenden Wicklung eine EMK von der Periodenzahl

$$c_x = \frac{pxn_x}{60} = \frac{pxn_1}{60x} = c \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (113)$$

Wir sehen somit, daß die von dem Grundfelde und den Oberfeldern des Grundstromes in der Statorwicklung induzierten EMKe alle von derselben Periodenzahl c und zwar von derjenigen des in der Statorwicklung fließenden Stromes sind. Die von dem Grundstrome induzierte resultierende EMK ist somit sinusförmig. Dies ist übrigens selbstverständlich und hätte keines Beweises bedurft, denn die in einer von einem sinusförmigen Wechselstrome durchflossenen Spule selbstinduzierte EMK muß bei kleinen Eisensättigungen sinusförmig werden, erst bei großen Eisensättigungen treten Ober-EMKe auf.

Anders dagegen liegt die Sache, wenn wir die in einer mit dem Rotor rotierenden Wicklung induzierte EMK betrachten, was später im Bande V geschehen soll.

50. Die resultierende effektive EMK einer Statorwicklung.

Da die von dem Grundfelde und den Oberfeldern des Grundstromes induzierten EMKe $E_{\Phi 1}$, $E_{\Phi 3}$, $E_{\Phi 5}$ u. s. w. von gleicher Periodenzahl und Phase sind, addieren sie sich algebraisch und ergeben die effektive EMK E_p pro Phase

$$E_p = E_{\Phi 1} + E_{\Phi 3} + E_{\Phi 5} + E_{\Phi 7} + \ldots\ldots$$

$$E_p = 4{,}44\, c\, w\, 10^{-8}\,(f_{w1}\,\Phi_1 + f_{w3}\,\Phi_3 + f_{w5}\,\Phi_5 + \ldots\ldots)$$

oder da (siehe S. 326 Gleichung 105)

$$\Phi_3 = \frac{f_{w3}}{3^2 f_{w1}}\,\Phi_1, \qquad \Phi_5 = \frac{f_{w5}}{5^2 f_{w1}}\,\Phi_1 \quad \text{u. s. w.}$$

$$E_p = 4{,}44\, f_{w1}\, c\, w\, \Phi_1\, 10^{-8}\left(1 + \frac{f_{w3}^2}{3^2 f_{w1}^2} + \frac{f_{w5}^2}{5^2 f_{w1}^2} + \ldots\ldots\right)$$

$$E_p = 4{,}44\, f_{w1}\, c\, w\, \Phi_1\, \sigma_f\, 10^{-8}\ \text{Volt} = \sigma_f \cdot E_{\Phi 1} \quad . \quad . \quad . \quad (114)$$

σ_f ist ein Faktor, durch welchen dem Einfluß der Oberfelder auf die totale induzierte EMK Rechnung getragen wird. In den folgenden Tabellen ist der Wert für σ_f für die verschiedenen Wicklungen angegeben. Er ist natürlich am größten für Einphasen- und Zweiphasen-Einlochwicklungen und nimmt mit der Zunahme der Lochzahl Q pro Pol schnell ab. In den Tabellen ist auch der Wicklungsfaktor f_{w1} der Grundwelle und der Faktor $f_w = f_{w1}\,\sigma_f$ des Gesamtfeldes der Asynchronmaschine und die Größe

$$\frac{E_p - E_{\Phi 1}}{E_p} = 1 - \frac{1}{\sigma_f}$$ eingetragen.

Der Wert $100\left(1 - \frac{1}{\sigma_f}\right)$ ist ein Maß für die durch die Oberfelder bedingte prozentuale Erhöhung der EMK pro Phase. Da die Oberfelder sich wenig an der Energieübertragung vom Stator zum Rotor beteiligen und in ähnlicher Weise wie der Streufluß wirken, so besitzt dieses Verhältnis eine große Bedeutung für die Beurteilung einer Wicklung. Im Bande V soll der Einfluß von σ_f ausführlicher erläutert werden.

Werte von σ_f für einphasige Lochwicklungen.

Q	q	σ_f	f_{w1}	$f_w = f_{w1} \cdot \sigma_f$	$100\left(1 - \frac{1}{\sigma_f}\right)$
3	2	1,063	0,866	0,925	5,86 %
4	2	1,055	0,925	0,975	5,23
4	3	1,0240	0,804	0,825	2,3

Q	q	σ_f	f_{w1}	$f_w = f_{w1} \cdot \sigma_f$	$100\left(1 - \frac{1}{\sigma_f}\right)$
5	2	1,075	0,953	1,023	6,85 %
5	3	1,03	0,872	0,897	2,84
5	4	1,0074	0,766	0,772	0,74
6	2	1,099	0,965	1,06	8,0
6	3	1,03	0,910	0,937	2,81
6	4	1,00438	0,833	0,837	0,44
6	5	1,0083	0,744	0,750	0,83
7	2	1,098	0,977	1,072	8,87
7	3	1,021	0,935	0,955	2,15
7	4	1,00827	0,873	0,880	0,82
7	5	1,00329	0,810	0,813	0,33
8	2	1,108	0,985	1,091	9,75
8	3	1,047	0,952	0,987	4,38
8	4	1,0167	0,906	0,921	1,6
8	5	1,00298	0,856	0,859	0,29
8	6	1,00349	0,794	0,797	0,35

Werte von σ_f für einphasige verteilte Wicklungen.

$\frac{S}{\tau}$	σ_f	f_{w1}	$f_w = f_{w1} \cdot \sigma_f$	$100\left(1 - \frac{1}{\sigma_f}\right)$
0,1	1,17	0,997	1,112	14,6 %
0,2	1,105	0,986	1,09	9,5
0,3	1,0585	0,962	1,02	5,5
0,4	1,0333	0,937	0,98	3,2
0,5	1,0144	0,901	0,915	1,4
0,6	1,00449	0,857	0,861	0,45
0,7	1,00188	0,810	0,812	0,19
0,8	1,00490	0,756	0,760	0,49
0,9	1,0111	0,699	0,707	1,1
1,0	1,0156	0,636	0,645	1,5

Werte von σ_f für Zweiphasenwicklungen.

	σ_f	f_{w1}	$f_w = \sigma_f \cdot f_{w1}$	$100\left(1 - \frac{1}{\sigma_f}\right)$
$q = 1$	1,22	1	1,22	17,5 %
$q = 2$	1,065	0,924	0,985	6,13
$q = 3$	1,03	0,91	0,937	2,9
$q = 4$	1,02	0,906	0,925	1,86
$q = 5$	1,0160	0,904	0,919	1,6
$q = 6$	1,0155	0,903	0,916	1,5
$\frac{S}{\tau} = \frac{1}{2}$	1,0141	0,901	0,914	1,4

Werte von σ_f für Dreiphasenwicklungen.

	σ_f	f_{w1}	$f_w = f_{w1} \cdot \sigma_f$	$100\left(1 - \frac{1}{\sigma_f}\right)$
$q = 1$	1,083	1,000	1,083	7,8 %
$q = 2$	1,027	0,966	0,993	2,68
$q = 3$	1,005	0,960	0,965	0,48
$q = 4$	1,004	0,958	0,963	0,35
$q = 5$	1,0035	0,957	0,962	0,308
$q = 6$	1,00218	0,957	0,959	0,22
$\frac{S}{\tau} = \frac{1}{3}$	1,00202	0,956	0,958	0,20
$\frac{S}{\tau} = \frac{2}{3}$	1,0020	0,830	0,832	0,20

Werte von σ_f für einphasige verteilte Wicklungen mi[t] verkürztem Schritt.

$\frac{S}{\tau}$	σ_f	f_{w1}	f_w	$100\left(1 - \frac{1}{\sigma_f}\right)$
0,50	1,0141	0,455	0,461	1,40 %
0,60	1,0044	0,515	0,517	0,44
0,65	1,0024	0,542	0,543	0,24
0,70	1,0020	0,565	0,566	0,20
0,75	1,0014	0,589	0,590	0,14
0,80	1,0049	0,605	0,607	0,49
0,85	1,0077	0,619	0,623	0,77
0,9	1,0113	0,628	0,635	1,13

Werte von σ_f für Wicklungen von Dahlander mit ve[r]schiedener Polzahl.

Anzahl Löcher pro Pol u. Phase für die größere Polzahl (2 P)	σ_f		f_{w1}		f_w		$100\left(1 - \frac{1}{\sigma_f}\right)$	
	2 P	P	2 P	P	2 P	P	2 P	P
$q = 1$	1,10	1,098	1	0,707	1,1	0,776	9,2	8,9
$q = 2$	1,028	1,035	0,966	0,706	0,993	0,730	2,69	3,3
$q = 3$	1,005	1,032	0,960	0,702	0,965	0,725	0,48	3,[illegible]
$q = 4$	1,004	1,032	0,958	0,700	0,963	0,723	0,35	3,1
$q = 5$	1,00228	1,03	0,957	0,700	0,959	0,720	0,23	2,[illegible]
$q = 6$	1,00218	1,0290	0,957	0,700	0,959	0,720	0,22	2,[illegible]

Werte von σ_f für Gleichstromwicklungen mit verkürztem Schritt und verschiedenen Polzahlen.

Zweiphasenwicklungen.

	σ_f		f_{w1}		f_w		$100\left(1-\frac{1}{\sigma_f}\right)$	
	2P	P	2P	P	2P	P	2P	P
$y_1 = \tau$	1,0144	1,0144	0,636	0,450	0,645	0,457	1,44	1,44 %
$y_1 = 1{,}17\,\tau$	1,0082	1,0041	0,615	0,505	0,620	0,507	0,82	0,41
$y_1 = 1{,}33\,\tau$	1,0018	1,0018	0,551	0,551	0,552	0,552	0,18	0,18
$y_1 = 1{,}50\,\tau$	1,0144	1,0028	0,450	0,586	0,457	0,588	1,44	0,28
$y_1 = 1{,}67\,\tau$	1,0520	1,0082	0,318	0,615	0,320	0,620	5,00	0,82

Werte von σ_f für Gleichstromwicklungen mit verkürztem Schritt und verschiedenen Polzahlen.

Dreiphasenwicklungen.

	σ_f		$f_w \cong f_{w1}$		$100\left(1-\frac{1}{\sigma_f}\right)$	
	2P	P	2P	P	2P	P
$y_1 = \tau$	1,0020	1,0024	0,830	0,586	0,20	0,24
$y_1 = 1{,}17\,\tau$	1,00014	1,0025	0,810	0,657	0,014	0,25
$y_1 = 1{,}25\,\tau$	1,00088	1,0020	0,770	0,670	0,088	0,20
$y_1 = 1{,}33\,\tau$	1,0020	1,0020	0,718	0,718	0,20	0,20
$y_1 = 1{,}50\,\tau$	1,0020	1,00088	0,586	0,770	0,20	0,088
$y_1 = 1{,}67\,\tau$	1,0020	1,00014	0,415	0,810	0,20	0,014

Setzt man eine sinusförmige Spannung E_p an die Statorklemmen einer Asynchronmaschine, so wird der maximale Kraftfluß des Grundfeldes nach Gleichung (114)

$$\Phi_1 = \frac{E_p\,10^8}{4{,}44 f_{w1} c w \sigma_f}$$

$$\Phi_1 = \frac{E_p\,10^8}{4{,}44\, f_w\, c\, w} \quad \ldots\ldots \quad (115)$$

Da der maximale Kraftfluß pro Pol zeitlich variiert und da die Kraftflüsse der Oberfelder im Verhältnis zu dem des Grundfeldes sehr klein sind, so dürfen die Oberfelder bei der Berechnung der Eisensättigungen vernachlässigt werden. Wir werden deswegen bei den Asynchronmaschinen überall mit dem maximalen Kraftfluß $\Phi = \Phi_1$ rechnen. Die maximale Luftinduktion B_l wird also gleich

$$B_l = B_1 = \frac{\Phi}{\frac{2}{\pi} l_i \tau}.$$

Ist die Statorspannung nicht von Sinusform, sondern hat die Spannungskurve den Kurvenfaktor $\sigma_E = \sqrt{1 + \left(\frac{E_3}{E_1}\right)^2 + \left(\frac{E_5}{E_1}\right)^2 \ldots}$ (s. S. 276), so wird der maximale Kraftfluß des Grundfeldes

$$\Phi_1 = \frac{E_p 10^8}{4{,}44\, \sigma_E f_w c w} \quad \ldots \ldots \quad (116)$$

Was die Form des Drehfeldes anbetrifft, so hängt diese, wie im folgenden gezeigt ist, hauptsächlich von den Oberwellen der Spannungskurve ab. Ob die Spannungskurve spitz oder flach verläuft, hat dagegen weniger Einfluß auf die Form des Feldes.

Indem die Magnetisierungsströme aller Harmonischen wattlose Ströme sind, so werden sowohl der Grundstrom wie die Oberströme

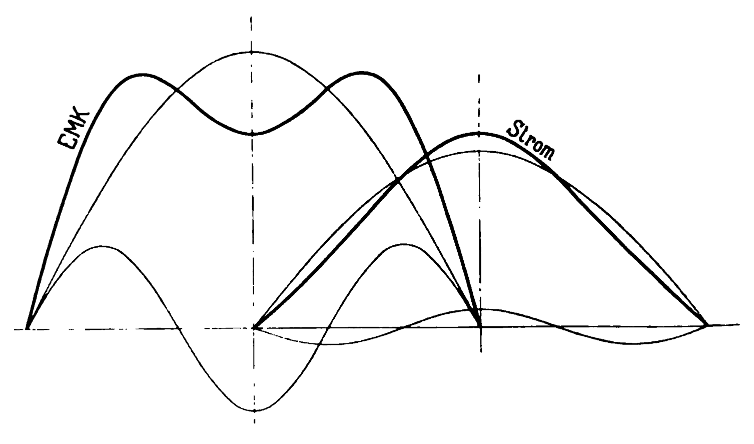


Fig. 412.

alle um 90° gegen ihre Spannungskurven in Phase verschoben. Außerdem wird der $x$te Oberstrom im Verhältnis zum Grundstrom $x$mal kleiner als die $x$te Oberspannung im Verhältnis zu der Grundwelle der Spannungskurve. Dies rührt daher, daß die Reaktanz des $x$ten Oberstromes $x$mal größer ist als die des Grundstromes. Die Spannungskurven EMK Fig. 412 und 413 werden deswegen einen Magnetisierungsstrom von anderer Kurvenform als die Spannung ergeben. Wir erhalten diesen, indem wir die Spannungskurve in

: Harmonischen zerlegen und für jede Harmonische die Strom-
ve um 90° in der Phase verschieben und in dem angegebenen

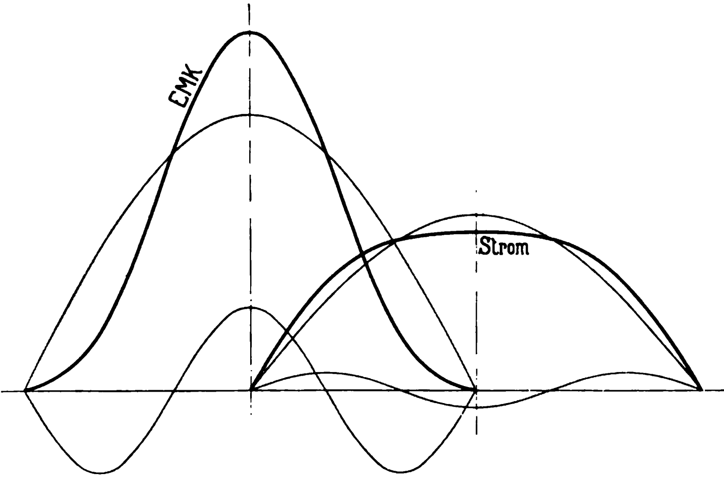


Fig. 413.

hältnisse zum Grundstrome aufzeichnen. Wie ersichtlich ist
sich ergebende Magnetisierungsstrom fast sinusförmig, und

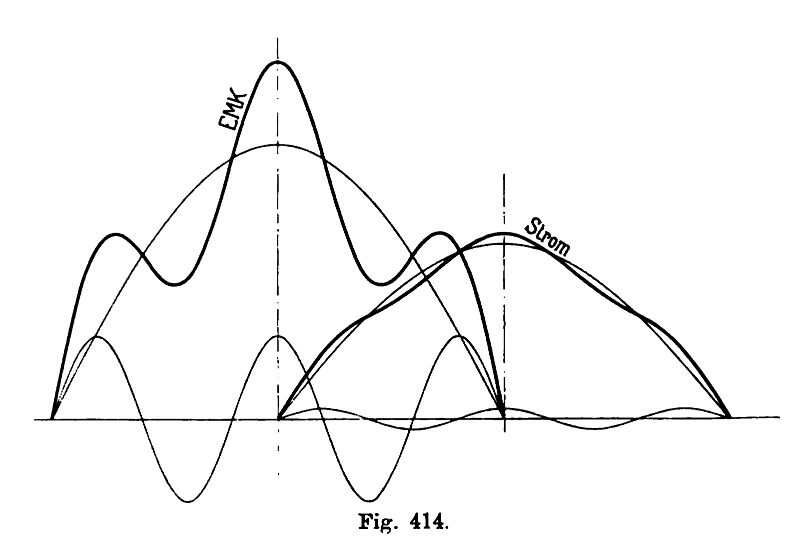


Fig. 414.

l in der Spannungskurve die dritte Harmonische überwiegt,
wird die Stromkurve eher spitz, wenn die Spannungskurve
h verläuft und umgekehrt. In der entsprechenden Span-

nungs- und Stromkurve Fig. 414 und 415 überwiegt die 5. Harmonische. Aus diesem Grunde wird die Stromkurve noch sinusförmiger als die obige und erhält dieselbe Form wie die Spannungskurve. Ist diese spitz oder flach, so wird die Stromkurve auch spitz oder flach. Man sieht leicht ein, daß die Stromkurve die entgegengesetzte Form der Spannungskurve erhält, wenn die 3. oder 7. oder 11. u. s. w. Oberwelle überwiegt und daß die Stromkurve dieselbe Form wie die Spannungskurve erhält, wenn entweder die 5. oder 9. oder 13. u. s. w. Oberwelle die vorherrschende ist. Ferner ist der Magnetisierungsstrom fast stets sinusförmig, so daß die Felder des Grundstromes alle anderen überwiegen. Es hat deswegen keinen großen praktischen Wert,

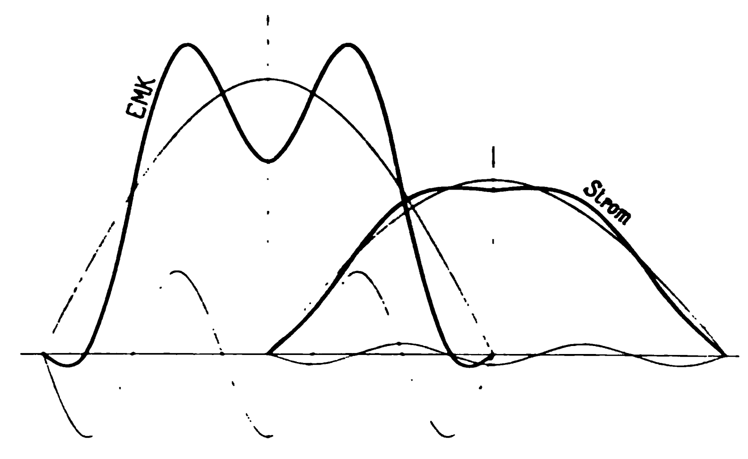


Fig. 415.

die Form des Drehfeldes zu konstruieren. Wünscht man dennoch die Form der Feldkurven zu bestimmen, so geschieht es in der Weise, daß man zuerst die Kurvenform des Magnetisierungsstromes aus der der Klemmenspannung bestimmt, und aus der Kurvenform des Magnetisierungsstromes wieder die Form des Drehfeldes in der Seite 332 angegebenen Weise konstruiert.

Schon im ersten Band, siehe Seite 179, ist darauf hingewiesen worden, daß die Oberwellen den Leistungsfaktor verkleinern. Die sinusförmige Spannungskurve ist deswegen allen anderen vorzuziehen. Ferner sind die Wicklungen mit dem größten Wicklungsfaktor f_{w1} und mit den kleinsten Wicklungsfaktoren f_{w3}, f_{w5} .... anzuwenden. Wie wir später sehen werden, leisten nämlich die Oberwellen nur sehr wenig Arbeit. Hat man deswegen eine

Werte von σ_f für Gleichstromwicklungen mit verkürztem Schritt und verschiedenen Polzahlen.

Zweiphasenwicklungen.

	σ_f		f_{w1}		f_w		$100\left(1-\frac{1}{\sigma_f}\right)$	
	2P	P	2P	P	2P	P	2P	P
$y_1 = \tau$	1,0144	1,0144	0,636	0,450	0,645	0,457	1,44	1,44 %
$y_1 = 1{,}17\,\tau$	1,0082	1,0041	0,615	0,505	0,620	0,507	0,82	0,41
$y_1 = 1{,}33\,\tau$	1,0018	1,0018	0,551	0,551	0,552	0,552	0,18	0,18
$y_1 = 1{,}50\,\tau$	1,0144	1,0028	0,450	0,586	0,457	0,588	1,44	0,28
$y_1 = 1{,}67\,\tau$	1,0520	1,0082	0,318	0,615	0,320	0,620	5,00	0,82

Werte von σ_f für Gleichstromwicklungen mit verkürztem Schritt und verschiedenen Polzahlen.

Dreiphasenwicklungen.

	σ_f		$f_w \cong f_{w1}$		$100\left(1-\frac{1}{\sigma_f}\right)$	
	2P	P	2P	P	2P	P
$y_1 = \tau$	1,0020	1,0024	0,830	0,586	0,20	0,24
$y_1 = 1{,}17\,\tau$	1,00014	1,0025	0,810	0,657	0,014	0,25
$y_1 = 1{,}25\,\tau$	1,00088	1,0020	0,770	0,670	0,088	0,20
$y_1 = 1{,}33\,\tau$	1,0020	1,0020	0,718	0,718	0,20	0,20
$y_1 = 1{,}50\,\tau$	1,0020	1,00088	0,586	0,770	0,20	0,088
$y_1 = 1{,}67\,\tau$	1,0020	1,00014	0,415	0,810	0,20	0,014

Setzt man eine sinusförmige Spannung E_p an die Statorklemmen einer Asynchronmaschine, so wird der maximale Kraftfluß des Grundfeldes nach Gleichung (114)

$$\Phi_1 = \frac{E_p\, 10^8}{4{,}44 f_{w1} c w \sigma_f}$$

$$\boldsymbol{\Phi_1 = \frac{E_p\, 10^8}{4{,}44\, f_w\, c\, w}} \quad \ldots\ldots \quad (115)$$

Da der maximale Kraftfluß pro Pol zeitlich variiert und da die Kraftflüsse der Oberfelder im Verhältnis zu dem des Grundfeldes sehr klein sind, so dürfen die Oberfelder bei der Berechnung der Eisensättigungen vernachlässigt werden. Wir werden deswegen bei den Asynchronmaschinen überall mit dem maximalen Kraftfluß $\Phi = \Phi_1$ rechnen. Die maximale Luftinduktion B_l wird also gleich

Anhang.

Genaue Berechnung der Feldkurve.

Im folgenden soll des theoretischen Interesses halber eine einwandfreie Methode[1]) zur Berechnung der Feldkurve gebracht werden:

In der Theorie des Magnetismus unterscheidet man zwischen den Induktionslinien, den sogenannten B-Linien, und den wirklichen magnetischen Kraftlinien, den H-Linien. In einem magnetischen Kreislauf ist aber die Anzahl der H-Linien nicht in allen Querschnitten dieselbe, sondern es ist nur die Summe der Induktionslinien konstant, weil die Normalkomponente der magnetisierenden Kraft H_n ihre Größe bei Querschnittsänderungen und bei Übergang von einem Medium zu einem andern ändert. Um die magnetischen Probleme trotz dieser Unkontinuität der H-Linien mathematisch behandeln zu können, denkt man sich in den Grenzschichten der verschiedenen Medien magnetische Belegungen angebracht, aus denen Linien aus- und eintreten.

Diese magnetischen Flächenbelegungen sind mit positivem Vorzeichen (Nordmagnetismus) zu versehen, wo die Linien aus einem Medium mit größerer Permeabilität, z. B. Eisen, austreten, und mit negativem Vorzeichen (Südmagnetismus) zu belegen, wo die Linien in ein Medium mit größerer Permeabilität eintreten; die Belegungen heißt man magnetische Pole.

Wie bekannt, kann man mit Hilfe von Potentialen die Verteilung der magnetischen Kräfte in irgend einem Raume darstellen. Diese Potentiale setzen sich gewöhnlich aus zwei Teilen zusammen, nämlich 1. aus den elektromagnetischen, die ersetzt werden können durch Potentiale magnetischer Belegungen von Flächen P, welche die sogenannten Wirbelräume umschließen, und 2. aus den

[1]) Beitrag zur Vorausberechnung und Untersuchung von Ein- und Mehrphasenstromgeneratoren von E. Arnold und J. L. la Cour. Sammlung elektrotechnischer Vorträge. Verlag von F. Enke, Stuttgart 1901.

Potentialen magnetischer Flächenbelegungen, die man sich in den Grenzflächen A der verschiedenen Medien angebracht denkt.

Dieses Bild ziehen wir heran, um dadurch die Feldintensität an der Oberfläche der Armatur einer Dynamomaschine als Funktion des Ortes darzustellen und zwar bei Leerlauf, wo die Armatur stromlos ist; ferner betrachten wir zuerst einen glatten Anker.

Die obengenannte Fläche P müssen wir uns in diesem Falle der Polschuhoberfläche entlang verlaufend und dann von einem

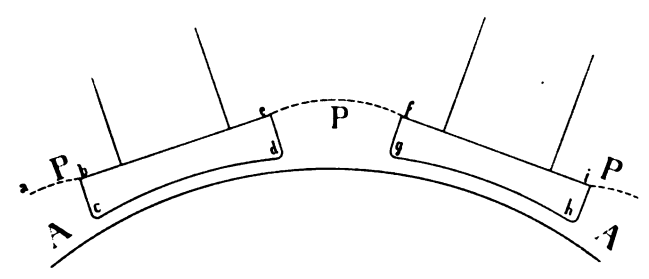


Fig. 416.

Polschuheck zum andern sich einer magnetischen Niveaufläche anschmiegend denken; der Linienzug *a b c d e f g h i* (Fig. 416) stellt die Schnittlinie dieser Fläche mit der Papierebene dar. Würde man jetzt die magnetischen Belegungen dieser Fläche P, welche für den Außenraum ein Bild der magnetischen Kraft der Feldspulen darstellen, kennen, so könnte man in verhältnismäßig einfacher Weise die magnetische Kraft gleich der magnetischen Induktion in irgend einem Punkte der Armaturoberfläche durch Rechnung bestimmen.

Die Dichte der magnetischen Belegung ist gleich dem magnetischen Moment

$$J_p = \frac{B_p}{4\pi}\left(\frac{1}{\mu_2} - \frac{1}{\mu_1}\right).$$

Die Armaturoberfläche A ist als Grenzfläche zwischen Eisen und Luft gleichfalls Sitz einer fingierten Belegung, deren Dichte

$$J_a = \frac{B_a}{4\pi}\left(\frac{1}{\mu_2} - \frac{1}{\mu_1}\right)$$

ist, wenn B_a die Anzahl Kraftlinien bedeutet, welche durch die Flächeneinheit der Grenzfläche A zwischen zwei Medien mit den Magnetisierungskonstanten μ_1 und μ_2 in letzteres Medium einströmen.

[illegible] Permeabilität [illegible] des Eisens [illegible] zu erzeugen [illegible] Drum [illegible]

[illegible] Normalkomponente [illegible] magnetischen Flächenbelegung [illegible] Punkte [illegible]

[illegible]

[illegible] Konstante [illegible] mit der man die magnetische Dichte [illegible] Flächenelementes multiplizieren muß, um die Normalkomponente der magnetischen Kraft zu erhalten, welche auf [illegible] Flächenelement [illegible] magnetische Masseneinheit ausgeübt wird. [illegible] ist die Normalkomponente der elektromagnetischen Kräfte [illegible], welche auf die magnetische Masse $+1$ [illegible] Flächenelementes wirkt.

[illegible] man in dem Gleichungssystem I $H_1, H_2 \cdots H_n$ [illegible] kleine Größen gegenüber $4\pi J_1 \cdots 4\pi J_n$, so erhält man, da man für jedes Flächenelement eine Gleichung und [illegible] J [illegible] n lineare Gleichungen mit n Unbekannten; [illegible] werden, wenn die Konstanten $a_{\nu y}$ und H_{ν} [illegible] Aus den Dichten J der Flächenelemente der [illegible] läßt sich demnach die Feldkurve konstruieren und unsere Aufgabe ist gelöst.

Die Lösung ist praktisch aber nicht so einfach wie theoretisch; denn die Berechnung der Konstanten $a_{\nu y}$ und $H_{\nu x}$ ist nicht so [illegible], und die Zahl der Gleichungen wird eine große, wenn die [illegible] einigermaßen genaue Resultate ergeben soll.

Um $a_{x,y}$ zu berechnen, kann man aus dem bekannten magnetischen Massenwirkungsgesetz $\frac{m \cdot m_1}{r^2}$ folgenden Satz ableiten:

Die von der gleichmäßig verteilten magnetischen Belegung J_y eines langen, schmalen und ebenen Flächenstreifens df (von konstanter Breite und beliebiger Länge) erzeugte magnetische Kraft in irgend einem Punkte P hat eine Komponente K normal zu den parallelen Begrenzungslinien des betrachteten Streifchens

$$K = J_y \cdot a_{x,y} = J_y \cdot \left[\frac{2{,}3 \cdot 180}{\pi} \sin\alpha \log\left(\frac{r_2}{r_1}\right) + \beta\cos\alpha\right] \frac{\pi}{90} \cdot \frac{\gamma}{180} \,. \quad \text{(II)}$$

wo α der spitze Winkel der Normalen des Streifchens mit der Richtung der Komponente K ist (siehe Fig. 417), β und γ sind die

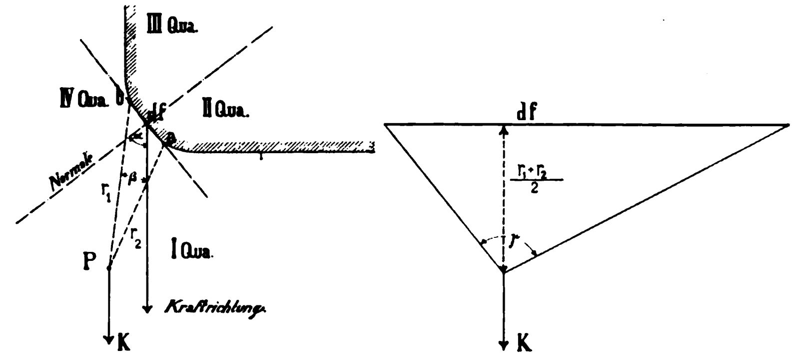


Fig. 417.

Öffnungswinkel, unter welchen die Breite resp. die Länge des Streifchens df von P aus gesehen wird; β muß aber mit Vorzeichen gerechnet werden. Ferner ist es nicht gleichgültig, welcher von den Strahlen Pa und Pb mit r_2 bezeichnet wird. Am einfachsten ist folgendermaßen zu verfahren: man teilt den ganzen Raum durch zwei Ebenen in vier Quadranten ein, wovon die eine mit dem Flächenstreifchen df zusammenfällt, während die andere normal zu der ersten steht. Man bezeichnet denjenigen Quadranten als den ersten, in den die positive Kraftrichtung fällt, und bestimmt dann die anderen indem man sich vom ersten zum zweiten Quadranten entgegengesetzt dem Uhrzeiger bewegt. Dann ist β positiv im ersten und vierten, negativ im zweiten und dritten Quadranten, während $\log\left(\frac{r_2}{r_1}\right)$ positiv im ersten und zweiten, und negativ im dritten und vierten Quadranten einzuführen ist.

Ist $H_{n,x}$ die von einer Spule ausgeübte Kraftkomponente in irgend einer gegebenen Richtung und in einem gegebenen Punkte P, während f_P' einen Faktor bedeutet, der abhängig ist von der Lage des Punktes P in Bezug auf die Feldspule und abhängig von der Kraftrichtung und den Dimensionen der Spule, so darf man immer schreiben

$$H_{n,x} = \frac{0,4\pi ni}{L} \cdot f_P',$$

wo L gleich der Länge der Spule und ni gleich den Amperewindungen derselben.

Ferner ist, wie wir später sehen werden,

$$0,4\pi ni = C_1 \cdot B_l \cdot \delta,$$

wo

$$C_1 = \frac{\text{totale Amperewindungen}}{\text{Amperewindungen für den Luftzwischenraum}},$$

also

$$H_{n,x} = \frac{f_P' \cdot C_1 \cdot B_l \cdot \delta}{L},$$

und da

$$B_l = 4\pi J_l + H_l,$$

wo H_l vernachlässigbar ist, wird

$$H_{n,x} = f_P' \cdot C_1 \cdot \frac{4\pi\delta}{L} J_l = f_P \cdot J_l.$$

Da die magnetisierende Kraft aller Spulen nach derselben Formel berechnet werden kann, wobei nur f_P für jede Spule einen anderen Wert hat, so darf man allgemein schreiben

$$H_{n,x} = f_P \cdot J_l,$$

wo $H_{n,x}$ die gesuchte Normalkomponente der totalen elektromagnetischen Kräfte aller Spulen bedeutet, welche in dem Gleichungssystem (I) einzuführen ist.

Da nun J_l sicher mit irgend einer der Unbekannten J dieses Systemes zusammenfällt, erhalten wir in den Gleichungen (I) ein homogenes lineares System von n Gleichungen; d. h. die Form des Feldes im Luftzwischenraum ist unabhängig von der Größe J_l, so lange $H_l : 4\pi J_l$ zu vernachlässigen ist und so lange C_1 konstant ist, was nur der Fall sein kann, wenn man auf dem unteren Teil der Magnetisierungskurve arbeitet. Diese zwei Bedingungen wollen wir hier voraussetzen; also kommt es für uns nur darauf an, die Form der Feldkurve bei einer beliebigen Felderregung zu bestimmen. Man hat nur $n - 1$ der n homogenen

earen Gleichungen nötig, um die Verhältnisse $\frac{J_1}{J_l}, \frac{J_2}{J_l} \ldots \frac{J_n}{J_l}$ zu den, welche die Kurvenform ergeben, während die n[te] Gleichung s den anderen ableitbar sein muß und deswegen als Kontrolle ənen kann.

Um einen besseren Einblick in die Induktionsverteilungen im ıftzwischenraum zu erhalten, rechnen wir folgendes Beispiel durch:

Gegeben sei ein Polsystem für eine Armatur mit unendlich oßem Durchmesser; die Pole und die Armatur sind unendlich

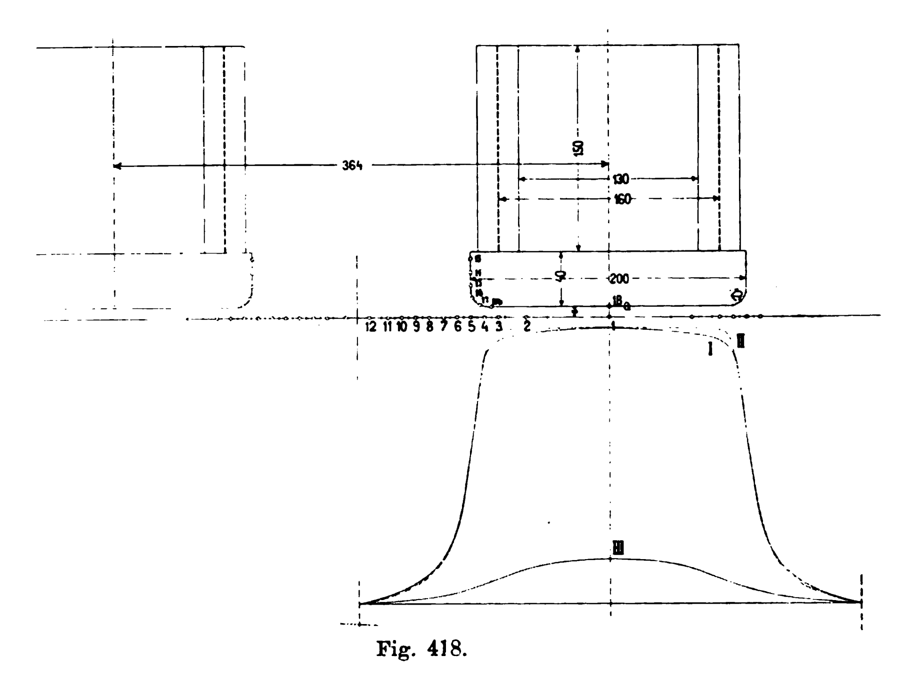


Fig. 418.

ıg, während die Breite eines Polschuhes gleich 20 cm, die Höhe sselben gleich 4 cm und das Verhältnis Polbogen durch Polteilung 0,55 angenommen werden kann; ferner setzen wir den Luftischenraum δ gleich 0,8 cm und den Radius der Abrundungen s Polschuhes gleich 1,2 cm. Da die Pole unendlich lang genommen sind, geht jede Feldspule in zwei unendlich lange, rallele Spulenseiten über, die man der Einfachheit halber je für h als eine sehr dünne Kupferschicht denken kann, über deren ıerschnitt der Magnetisierungsstrom sich gleichmäßig verteilt. e Distanz dieser zwei Kupferschichten (gleich dem mittleren Abınd der zwei Spulenseiten) ist 16 cm (siehe ferner Fig. 418), ren Höhe $L = 15$ cm. Um nun f_P für einen beliebigen Punkt

und eine beliebige Kraftrichtung zu bestimmen, wenden wir den Satz an, daß ein unendlich langes Stromelement di auf die magnetische Masse $+1$ im Abstande r eine elektromagnetische Kraft $\frac{2di}{r}$ ausübt.

Hieraus folgt durch einfache Rechnungen:

Die über eine unendlich lange Spulenseite gleichmäßig verteilten Ampèrewindungen $\left(\frac{ni}{L}\right.$ pro Centimeter Höhe$\left.\right)$ üben in irgend einem Punkte P eine magnetisierende Kraft aus, deren Komponente nach irgend einer Kraftrichtung normal zur Richtung der Spulenseite gleich

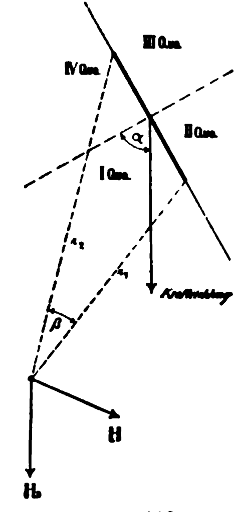


Fig. 419.

$$H_n = \frac{\pi n i}{90 L}\left[\beta \sin\alpha - \frac{2{,}3 \cdot 180}{\pi} \log\left(\frac{r_2}{r_1}\right) \cos\alpha\right]$$

ist, wo α gleich dem Winkel zwischen der Normalen auf der Kupferschicht und der Kraftrichtung. Die Formel hat Ähnlichkeit mit der auf S. 349 angegebenen Formel (II) zur Berechnung von $a_{x,y}$. Hier muß man β und $\log\left(\frac{r_2}{r_1}\right)$ dieselben Vorzeichen geben, wie dort, in Übereinstimmung mit den in die Fig. 419 eingeschriebenen Quadranten.

Wir summieren nun alle die in einem Punkte wirkenden Normalkomponenten der magnetisierenden Kräfte der Feldspulen und erhalten

$$H_{n,x} = \frac{4\pi n i}{360 L}\left\{\Sigma(\beta \sin\alpha) - 132\,\Sigma\left[\log\left(\frac{r_2}{r_1}\right)\cos\alpha\right]\right\}$$

$$= J_l \frac{C_1 \pi \delta}{90 L}\left\{\Sigma(\beta \sin\alpha) - 132\,\Sigma\left[\log\left(\frac{r_2}{r_1}\right)\cos\alpha\right]\right\}.$$

Kehren wir nun zu unserer Aufgabe zurück und zerlegen die Oberfläche der Armatur und Polschuhe in schmale, unendlich lange Flächenstreifchen, so erhalten wir mehrere Streifchen, die wegen der Symmetrie des Gebildes hinsichtlich der Größe und Intensität J einander gleich sind. Die Fig. 418 zeigt eine Einteilung in 18 verschiedene, für Anker und Pol fortlaufend numerierte Flächenelemente. Benützen wir die Formeln

$$a_{x,y} = \frac{\pi}{90}\left\{\Sigma(\beta \cos\alpha) + \Sigma\left[132 \log\left(\frac{r_2}{r_1}\right)\sin\alpha\right]\right\}$$

und $$H_{n,x} = J_l \frac{\pi}{90} \cdot 0{,}08 \left\{ \Sigma (\beta' \sin \alpha') - \Sigma \left[132 \log \left(\frac{r_2'}{r_1'} \right) \cos \alpha' \right] \right\},$$

indem $C_1 = 1{,}5$ und $L = 15$ gesetzt worden ist, so bekommen wir 18 Gleichungen. Wir setzen $J_l = J_{18} = 1$ und erhalten also 18 lineare Gleichungen zur Bestimmung von $J_1, J_2 \ldots J_{17}$, während aus der 18. Gleichung J_{18} zur Kontrolle berechnet werden kann. Sie muß für J_{18} den Wert 1 ergeben. Wir multiplizieren alle Gleichungen auf beiden Seiten des Gleichheitszeichens mit $\frac{90}{\pi}$ und erinnern uns daran, daß die Normalkomponente der Kraft, die von einem ebenen Flächenelemente mit der Dichte J auf einen in dem Flächenelemente liegenden Einheitspol ausgeübt wird, gleich $2\pi J$ ist, d. h. $a_{y,y} = 2\pi$, und erhalten somit für das 5. und 16. Flächenelement die folgenden Gleichungen, die als Beispiele dienen können.

$$\begin{aligned} 180 J_5 &= 13{,}3 J_{13} + 17{,}6 J_{14} + 25{,}4 J_{15} + 27 J_{16} + 28{,}2 J_{17} + 35{,}1 J_{18} \\ &\quad + 0{,}98 J_l, \\ 180 J_{16} &= -43\, J_1 - 39{,}3\, J_2 - 8{,}6\, J_3 + 10\, J_4 + 20{,}3\, J_5 + 22{,}6\, J_6 \\ &\quad + 20{,}5\, J_7 + 12{,}3\, J_8 + 8{,}8\, J_9 + 5{,}8\, J_{10} + 4{,}1\, J_{11} + 2{,}7\, J_{12} \\ &\quad + 11{,}8 J_{13} + 16{,}3 J_{14} + 21{,}0 J_{15} + 7{,}0 J_{16} + 13{,}5 J_{17} + 142{,}3 J_{18} \\ &\quad + 3{,}18\, J_l. \end{aligned}$$

Die Lösung der 17 ersten Gleichungen lautet:

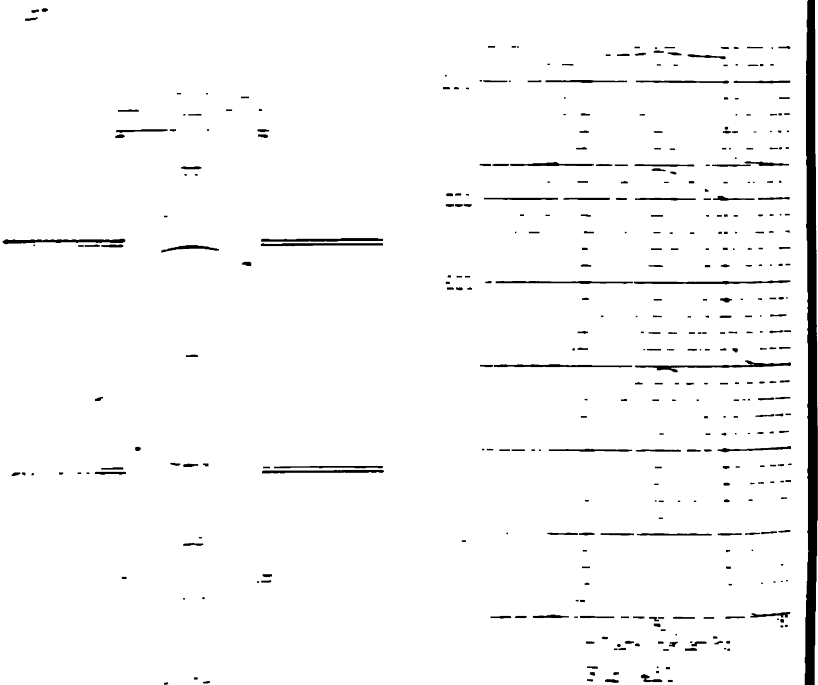
$J_1 = 0{,}978$, $J_5 = 0{,}55$, $J_9 = 0{,}0735$, $J_{13} = 0{,}138$,
$J_2 = 0{,}955$, $J_6 = 0{,}291$, $J_{10} = 0{,}050$, $J_{14} = 0{,}154$,
$J_3 = 0{,}934$, $J_7 = 0{,}161$, $J_{11} = 0{,}035$, $J_{15} = 0{,}288$,
$J_4 = 0{,}883$, $J_8 = 0{,}107$, $J_{12} = 0{,}011$, $J_{16} = 0{,}675$,
$J_{17} = 1{,}15$.

Das Flächenelement 18 ist sehr groß; man kann deshalb für zwei verschiedene Punkte desselben, einmal für die Mitte 18a und das andere Mal für einen Punkt der äußeren Kante 18b die Gleichung 18 aufstellen, um nicht allein die Richtigkeit der Rechnung zu kontrollieren, sondern um auch die Zulässigkeit der Annahme einer konstanten Dichte dieses Flächenelementes zu prüfen. Man findet dann

für die Mitte $J_{18a} = 0{,}969$
und ⎬ statt 1.
„ „ Außenkante $J_{18b} = 0{,}967$

Da der Fehler in J_{18} ca. 3% ausmacht, darf man aus den ' des Gleichungssystems schließen, daß $J_1, J_2 \ldots J_{12}$ '.5% fehlerhaft sind.

[illegible] Kurve I die aus den [illegible] Kurve III gibt [illegible] -Kurve längs der [illegible] letztere hat [illegible] die erste [illegible] obgleich man [illegible] der Kurve I wegen des [illegible] worden [illegible] vernachlässigt [illegible]



[illegible]

die Feldkurve eines Wechselstromgenerators für verschiedene ;ungen experimentell, so wird man finden, daß bei Maschinen, der Polbogen größer ist als die Weite der Magnetspule, bei ren Erregungen die Feldkurve ihre Form ändert, indem die ktion sich in der Mitte viel stärker erhöht als unter den Ecken 'olschuhe, obgleich der Luftzwischenraum δ überall gleich ist. 421 gibt z. B. die Feldkurven einer kleinen Dynamo bei drei :hiedenen Erregungen, die sich wie 1 : 2 : 3 verhalten.

Um die Feldkurve einer Wechselpolmaschine aufzunehmen, ıt man die EMK-Kurve der Spule einer Lochwicklung, deren ənweite y gleich der Polteilung τ ist, auf. Die EMK-Kurve einer :tigen Spule hat nämlich, wie in Abschnitt 32 gezeigt worden

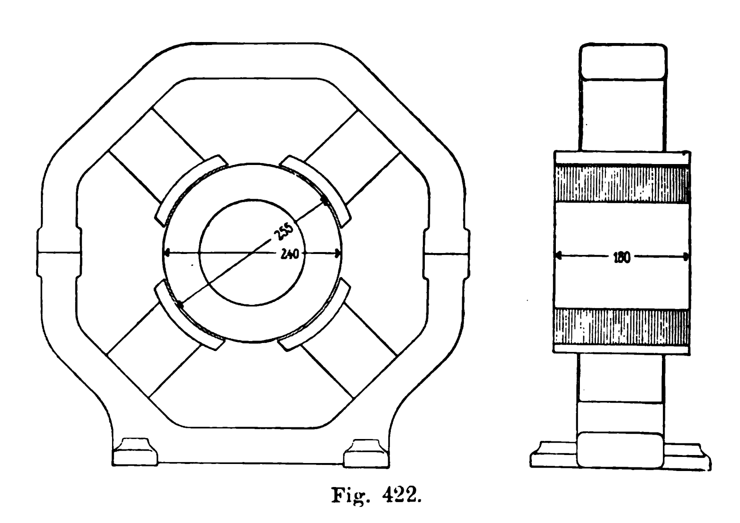


Fig. 422.

dieselbe Form wie die Feldkurve. Ist eine solche Wicklung eder nicht vorhanden oder eine Spule derselben nicht ganz nglich, so kann man meistens ohne Schwierigkeit eine kleine e aus dünnem Drahte in die Nuten einbringen oder auf der 'fläche des Armatureisens mit Hilfe von Stiften aufspannen.

Nach dieser Methode wurde eine Einphasen-Wechselstrom- :hine der E.-A.-G. vorm. Schuckert & Co. untersucht. Die ɔtabmessungen der Maschine, von der Fig. 422 eine Skizze gibt, folgende:

3,5 Kilowatt normale Leistung; 1500 Touren; 110 Volt; 32 Am- ; 4 Pole; 50 Perioden.

Glatter Anker mit einer über $^2/_5$ der Polteilung gleichmäßig :ilten Drahtwicklung; 14 Windungen pro Pol; Breite der Spulen-

seiten $S = 80$ mm; Polteilung $\tau = 200$ mm; also $\frac{S}{\tau} = 0{,}4 = {}^2/_5$; $D_{aussen} = 240$ mm; D_{innen} ca. 140 mm; Länge der Armatur 180 mm.

Magnete: Feldbohrung 255 mm; Polbogen b normal 120 mm, also $\frac{b}{\tau} = 0{,}6$; Höhe der Polschuhe 17,5 mm; Länge der Polschuhe 180 mm; Magnetkernquerschnitt 80 auf 112 mm; Magnetkernlänge 92,5 mm; Feldwindungen pro Pol 1440. Die aufgeschraubten Polschuhe haben scharfe Ecken.

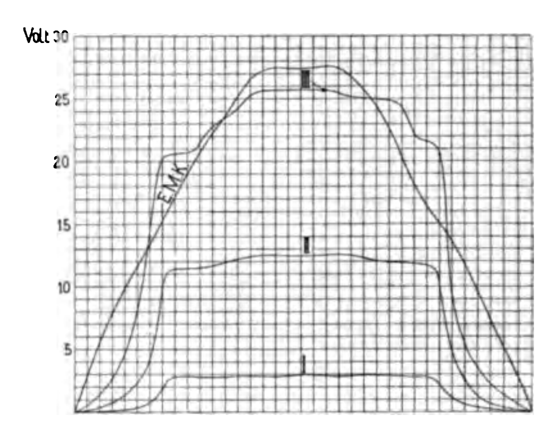


Fig. 423. Polbogen $b = 120$ mm. $\frac{b}{\tau} = 0{,}6$.

Es wurde mittels einer Probespule, die zu dem Zwecke auf dem Anker aufgespannt war, die Feldkurve bei drei verschiedenen Erregungen, nämlich bei 610, 2630 und 7125 Amperewindungen pro Pol aufgenommen; diese drei Kurven sind in der Fig. 423 mit I, II und III bezeichnet. Die in derselben Figur eingezeichnete EMK-Kurve ist die Kurve der in der Einphasenwicklung bei der zweiten Erregung induzierten EMK. Aus dieser geht deutlich hervor, daß bei einer verteilten Wicklung, wie z. B. der Ankerwicklung dieser Maschine, die EMK-Kurve eine ganz andere Form erhält als die Feldkurve, und zwar nähert die Form der EMK-Kurve sich der Sinuskurve.

Es wurden nun die alten Polschuhe abgenommen und andere, die für den Versuch hergestellt waren, aufgesetzt. Diese letzteren besaßen dieselbe Bohrung wie die alten und waren alle aus einem einzigen gußeisernen Zylinder hergestellt. Es wurden zwei Sätze von Polschuhen aufgesetzt; der erste Satz hat einen Polbogen von

mm entsprechend $\frac{b}{\tau} = 0{,}4$, und die mit diesem erhaltenen Kurven, d zwar bei denselben Erregungen wie oben, sind in der Fig. 424

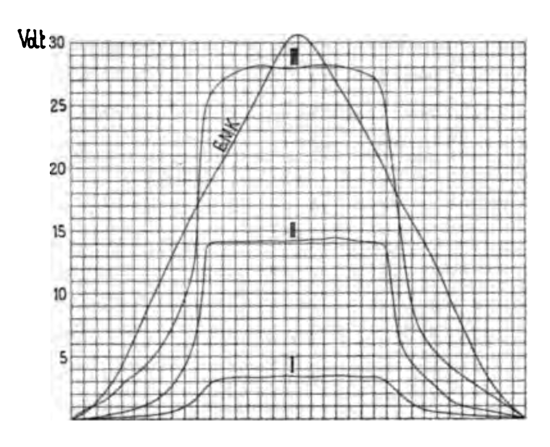


Fig. 424. Polbogen $b = 80$ mm. $\frac{b}{\tau} = 04.$

ədergegeben. Der zweite Satz, der die Kurven Fig. 425 lieferte, ;te einen Polbogen von 180 mm entsprechend $\frac{b}{\tau} = 0{,}9.$

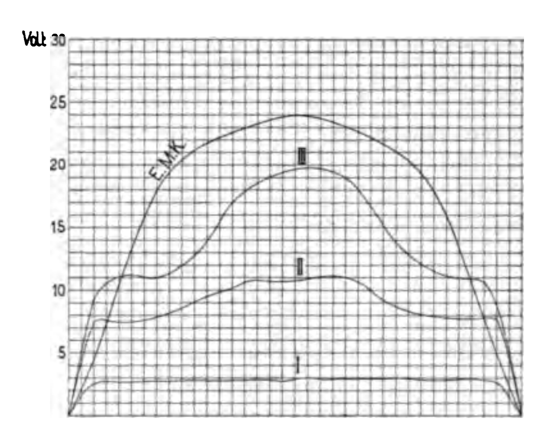


Fig. 425. Polbogen $b = 180$ mm. $\frac{b}{\tau} = 0{,}9.$

Wie aus den Fig. 423 und 425 ersichtlich ist, erhalten wir bei ɔßen Erregungen in der Mitte des Polschuhes eine starke Defor- ıtion der Feldkurve, es entsteht ein Buckel. Diese Deformation

tritt dagegen, wie zu erwarten war, nicht auf, wenn der Polbogen gleich der Breite des Magnetkernes ist, wie bei dem Versuch Fig. 424.

Aus den Dimensionen der Feldspulen kann man annähernd die elektromagnetische Kraft $H_{n\,max}$ dieser Spulen unter der Mitte eines Polschuhes zu 30, 130 bezw. 350 Gauß bei den drei verschiedenen Erregungen berechnen. Hieraus und aus den Feldkurven findet man das Verhältnis $100 \frac{H_{n\,max}}{B_l}$, welches in der folgenden Tabelle für die drei Polschuhe zusammengestellt ist.

$b =$	80 mm	120 mm	180 mm	
Erregung I	3,00	3,44	3,66	
„ II	3,10	3,51	3,99	$100 \cdot \frac{H_{n\,max}}{B_l}$
„ III	4,20	4,62	6,02	

Da die Größe der Erhöhung der Feldkurve mit der Erregung zunimmt, und die Breite des erhöhten Teiles mit der Weite der Erregerspule übereinstimmt und dieselbe Erscheinung bei mehreren Maschinen mit verschiedenen Polschuhmaterialien und Polschuhkonstruktionen immer in gleicher Weise auftritt, so liegt nur die Möglichkeit vor, daß diese Deformation der gleichmäßigen Feldverteilung im Luftzwischenraume ihre Ursache in der Ungleichförmigkeit der elektromagnetischen Kraft der Feldspule unter dem Polschuhe hat; auch hat der obere Teil der Feldkurve Ähnlichkeit mit dem mittleren Teil der elektromagnetischen Kraftkurve Fig. 418 Kurve III. Diese Annahme wird auch dadurch bestätigt, daß die Deformation erst auftritt bei einer bestimmten Größe des Verhältnisses

$$\frac{H_{n\,x}}{J_l} = f_P = f_P' \cdot C_1 \cdot \frac{4\,\pi\,\delta}{L} = C_1 \cdot \text{Konstante},$$

welches mit C_1 wächst, da die anderen Größen konstant sind.

Vereinfachte Methode zur Berechnung der Feldkurve. Im folgenden werden wir uns nur mit der Berechnung solcher Feldkurven beschäftigen, die bei einer so niedrigen Erregung liegen, daß die Induktion unter dem Polschuh fast konstant wird; denn es ist fast unmöglich, Kurven mit einem Buckel richtig zu berechnen, und es hat auch nicht viel Wert, weil diese Erhöhung der Induktion von zu vielen Umständen (Dimensionen der Magnetspulen und Stärke der Erregung, Form und Material des Polschuhes)

beeinflußt wird, und weil man die für eine Maschine erhaltenen Resultate nicht direkt auf eine andere übertragen kann. — Die Feldkurven mit gleichmäßiger Feldverteilung unter dem Polschuh kann man einfach berechnen, indem man die elektromagnetischen Kräfte $H_{n,x}$ der Feldspulen durch eine Verstärkung der Flächenbelegungen des Polschuhes ersetzt, wie es auch am Anfang dieses Abschnittes als möglich angegeben wurde. Stellt man die 12 ersten Gleichungen des Systemes (I) auf, so können diese zur Berechnung von $J_1, J_2 \ldots J_{12}$ dienen, wenn $J_{13} \ldots J_{18}$ und $H_{n,1} \ldots H_{n,12}$ bekannt sind (s. Fig. 418). $H_{n,1} = f_I J_l$, $H_{n,2} = f_{II} J_l \ldots$ darf man aber durch eine prozentuale Erhöhung von $J_{13} \ldots J_{18}$ ersetzen; denn das Verhältnis $\frac{f_I}{J_1} J_l$, $\frac{f_{II}}{J_2} J_l \ldots$ schwankt zwischen 1 und 3%, im Mittel 2%. Um den Einfluß dieser Vernachlässigung und den Einfluß einer endlichen Polschuhlänge zu zeigen, ist für dasselbe Beispiel wie früher (Polschuhlänge gleich 40 cm) die Feldkurve im Mittelschnitt der Armatur als Funktion des Umfanges berechnet, indem die 12 Gleichungen $J_1 \ldots J_{12}$ aufgestellt sind.

$$
\begin{aligned}
180J_1 &= 4{,}2J_{13}' + 3{,}4J_{14}' + 2{,}6J_{15}' + 0{,}8J_{16}' + 0{,}9J_{17}' + 169{,}6J_{18}' \\
180J_2 &= 7{,}1J_{13}' + 7{,}0J_{14}' + 6{,}2J_{15}' + 1{,}8J_{16}' + 1{,}9J_{17}' + 162{,}1J_{18}' \\
180J_3 &= 11{,}3J_{13}' + 12{,}8J_{14}' + 14{,}5J_{15}' + 8{,}7J_{16}' + 13{,}1J_{17}' + 137{,}3J_{18}' \\
180J_4 &= 12{,}7J_{13}' + 16{,}0J_{14}' + 21{,}8J_{15}' + 19{,}3J_{16}' + 41{,}4J_{17}' + 86{,}2J_{18}' \\
180J_5 &= 13{,}3J_{13}' + 17{,}6J_{14}' + 25{,}4J_{15}' + 27{,}0J_{16}' + 28{,}2J_{17}' + 35{,}1J_{18}' \\
180J_6 &= 12{,}7J_{13}' + 16{,}0J_{14}' + 21{,}2J_{15}' + 15{,}7J_{16}' + 10{,}7J_{17}' + 18{,}1J_{18}' \\
180J_7 &= 11{,}3J_{13}' + 12{,}7J_{14}' + 13{,}7J_{15}' + 7{,}1J_{16}' + 4{,}2J_{17}' + 11{,}2J_{18}' \\
180J_8 &= 9{,}0J_{13}' + 9{,}0J_{14}' + 9{,}0J_{15}' + 4{,}7J_{16}' + 2{,}5J_{17}' + 7{,}4J_{18}' \\
180J_9 &= 7{,}5J_{13}' + 6{,}0J_{14}' + 5{,}6J_{15}' + 3{,}2J_{16}' + 1{,}75J_{17}' + 5{,}1J_{18}' \\
180J_{10} &= 4{,}7J_{13}' + 4{,}0J_{14}' + 3{,}3J_{15}' + 2{,}0J_{16}' + 1{,}3J_{17}' + 3{,}6J_{18}' \\
180J_{11} &= 2{,}7J_{13}' + 2{,}4J_{14}' + 2{,}0J_{15}' + 1{,}0J_{16}' + 0{,}8J_{17}' + 2{,}4J_{18}' \\
180J_{12} &= 0{,}9J_{13}' + 0{,}8J_{14}' + 0{,}7J_{15}' + 0{,}4J_{16}' + 0{,}3J_{17}' + 0{,}7J_{18}'
\end{aligned}
$$

In diesen Gleichungen ist unter Benutzung der früher gefundenen Werte $J_{13}, J_{14} \ldots J_{18}$.

$$J_{13}' = 1{,}02\,J_{13},\quad J_{14}' = 1{,}02\,J_{14} \;\ldots\; J_{18}' = 1{,}02\,J_{18}$$

gesetzt. Die in dieser Weise erhaltene Feldkurve ist in Fig. 418 Kurve II dargestellt, sie weicht nicht viel von Kurve I ab.

Für die Berechnung der Feldkurve nach dieser Methode ist es somit von Wichtigkeit, die magnetischen

Dichten J_{13}, J_{14} . . . J_{18} in anderer Weise vorausberechnen zu können. Dies ist auch mit großer Annäherung möglich, und zwar geschieht es in folgender Weise: Man zeichnet ebenso wie nach der praktischen Methode zur Ermittelung der Feldkurve das Kraftröhrenbild auf und bestimmt die Leitfähigkeit der Röhren und daraus die Feldstärke an der Oberfläche des Polschuhes nach der auf S. 231 beschriebenen Weise. Die Dichten der magnetischen Belegungen sind diesen proportional. Dieses Verfahren liefert nämlich genaue Werte; denn bestimmt man z. B. die Dichten an der Polschuhoberfläche in Fig. 426, nach den drei verschiedenen Kraftlinienbildern, die eingezeichnet sind, so erhält man annähernd dasselbe Resultat.

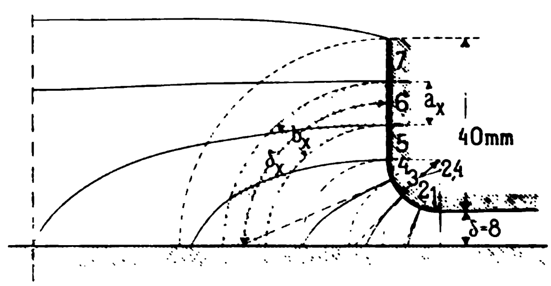


Fig. 426.

Die voll ausgezogenen Linien entsprechen den in exakter Weise berechneten Dichten, welche somit als Muster für ähnliche Bilder dienen können. Zweitens ist ein Bild, wo die Kraftlinien gerade Linien sind, welche die Polschuhoberfläche unter 90^0 schneiden, angenommen worden. In dem dritten Bilde verlaufen die Kraftlinien nach Kreisbogen, die sowohl den Polschuh wie die Armaturoberfläche unter 90^0 schneiden.

Die Form des Polschuhes ist dieselbe wie in Fig. 418, die Seite und die Abrundung desselben wurde jedoch in sieben anstatt wie früher in fünf Teile eingeteilt, um kleinere Kraftröhren zu erhalten. Setzt man die konstante Dichte unter dem Polschuh $J_{18} = 1 = \frac{B_l}{4\pi}$, so ergibt sich unter Benutzung von Gl. (15)

$$J_x = \frac{B_x}{4\pi} = \frac{\delta}{\delta_x} \cdot \frac{b_x}{a}$$

erhalten folgende Tabelle:

Für Streifchen	1	2	3	4	5	6	7
Wenn die Kraftlinien nach Geraden verlaufen $J=$	1,28	0,95	0,66				
Wenn die Kraftlinien nach Kreisbogen verlaufen $J=$	1,18	0,98	0,76	0,59	0,23	0,153	0,118
Nach der genauen Berechnung	$J_{17}=1,15$		$J_{16}=0,675$		$J_{15}=0,30$	$J_{14}=0,17$	$J_{13}=0,15$

Hieraus sieht man, daß die Bestimmung von J_{18}, J_{14} . . . J_{18} eine ziemlich genaue werden kann, wenn man bedenkt, daß selbst bei so großen Unterschieden in den Kraftlinienbildern, wie bei diesen drei, nur eine so kleine Abweichung in den berechneten J auftritt.

Wir können nun in folgender einfacheren Weise die Feldkurve mit großer Genauigkeit vorausberechnen:

„Es wird nach bestem Ermessen das Kraftlinienbild aufgezeichnet und mittels diesem die Dichten der magnetischen Flächenbelegungen auf dem Polschuhe berechnet; dann stellt man die Gleichungen für die magnetischen Dichten an der Armaturoberfläche auf und setzt in diesen Gleichungen die eben berechneten magnetischen Dichten der Polschuhoberfläche ein.“

Sachregister.

Druck von Oscar Brandstetter in Leipzig.











